

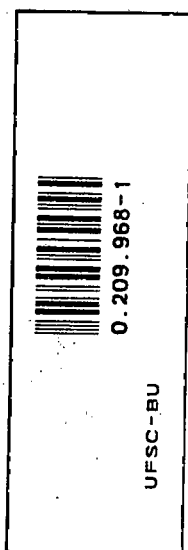
UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CARREGADOR DE BATERIAS ISOLADO COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

MÁRCIO ALMEIDA CÔ



FLORIANÓPOLIS, MAIO DE 1993

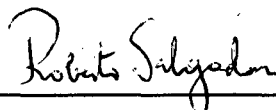
CARREGADOR DE BATERIAS ISOLADO COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

MÁRCIO ALMEIDA CÔ

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, E APROVADA NA SUA FORMA FINAL, PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO DA UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA



Prof. Hari Bruno Mohr, D.Sc.



Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenador do Curso de Pós- Graduação
em Engenharia Elétrica.

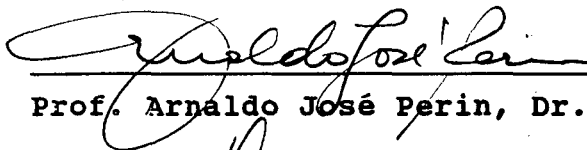
BANCA EXAMINADORA:



Prof. Hari Bruno Mohr, D.Sc.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

Aos meus Pais
e ao meu Irmão,

AGRADECIMENTOS

Aos professores Hari Bruno Mohr e Ivo Barbi pela orientação deste trabalho.

Aos demais professores e funcionários do LAMEP pelo apoio técnico e profissionalismo.

Aos amigos José Luiz de Freitas Vieira pelas contribuições dadas na revisão e ao longo de todo o trabalho e Valdir Noll pela dedicação e cooperação no trabalho em equipe.

Aos amigos que fiz em Florianópolis pelo companheirismo e atenção nestes dois anos.

À CAPES pelo apoio financeiro.

À minha família e às pessoas que amo pelo estímulo e compreensão.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	ix
RESUMO	xii
ABSTRACT	xiii
INTRODUÇÃO GERAL	xiv
CAPÍTULO 1- ANÁLISE DO CONVERSOR ISOLADO OPERANDO NO MODO	
BOOST	1
1.1 INTRODUÇÃO	1
1.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO	2
1.2.1 Descrição das etapas	3
1.2.2 Etapas Características e Definição dos Tempos	4
1.3 FORMAS DE ONDA - CONDUÇÃO CONTÍNUA	5
1.4 CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA	6
1.5 OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	7
1.6 RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO E TENSÃO SOBRE AS CHAVES	8
1.7 VALORES DE TENSÃO E CORRENTE SOBRE COMPONENTES - CONDUÇÃO CONTÍNUA	9
1.7.1 Chaves	9
1.7.2 Diodos	11
1.7.3 Indutor	12
1.8 VALORES DE TENSÃO E CORRENTE SOBRE COMPONENTES - CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	12
1.8.1 Chaves	13
1.8.2 Diodos	14
1.8.3 Indutor	15
1.9 INDUTÂNCIA BOOST	17
1.9.1 Condução Contínua	17
1.9.2 Condução Descontínua	17
1.10 EFEITOS DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR	17

1.11 ESTUDO DO CIRCUITO GRAMPEADOR	19
1.11.1 Resistor R_g em Paralelo Com Capacitor C_g	19
1.11.2 Resistor R_g em Paralelo Com Diodo D_g	22
1.11.3 Resistor R_g Ligado à Fonte de Entrada	25
1.12 CONCLUSÕES	26

CAPÍTULO 2- ESTUDO DO CONVERSOR COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

2.1 INTRODUÇÃO	27
2.2 CORRENTE DE ENTRADA	28
2.3 GARANTIA DE DESCONTINUIDADE DA CORRENTE	29
2.4 ANÁLISE HARMÔNICA DA CORRENTE DE ENTRADA	30
2.4.1 Conversor Sem Filtro de Entrada	30
2.4.2 Conversor Com Filtro de Entrada	32
2.5 RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO E TENSÃO SOBRE AS CHAVES EM FUNÇÃO DE α	34
2.6 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	35
2.7 INDUTÂNCIA BOOST	38
2.8 CORRENTE DE PICO MÁXIMA	39
2.9 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES	41
2.10 CONCLUSÕES	42

CAPÍTULO 3- ESTUDO DO CONVERSOR COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA EM CONDUÇÃO CONTÍNUA E FREQUÊNCIA FIXA

3.1 INTRODUÇÃO	43
3.2 <i>RIPPLE</i> DE CORRENTE E INDUTÂNCIA <i>BOOST</i>	44
3.3 CORRENTE DE ENTRADA E ANÁLISE HARMÔNICA	46
3.4 DEFINIÇÃO DO <i>RIPPLE</i> PARA ATENDER AS RESTRIÇÕES DE MÁXIMO CONTEÚDO HARMÔNICO DA CORRENTE DE ENTRADA	50
3.5 RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO E TENSÃO SOBRE AS CHAVES	52
3.6 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	52
3.7 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES	56
3.8 ESTUDO DO GRAMPEADOR NO CIRCUITO COM CORREÇÃO ATIVA DO FATOR DE POTÊNCIA	57
3.8.1 Resistor R_g em Paralelo Com Capacitor C_g	57
3.8.2 Resistor R_g em Paralelo Com Diodo D_g	58
3.8.3 Resistor R_g Ligado à Alimentação	60
3.9 CONCLUSÕES	60

CAPÍTULO 4- PROJETO DO CONVERSOR	62
4.1 INTRODUÇÃO	62
4.2 PROCEDIMENTO DE PROJETO	62
4.3 EXEMPLO DE PROJETO	66
4.3.1 Especificações	66
4.3.2 Cálculo dos Parâmetros do Circuito	66
4.4 SIMULAÇÕES	69
4.5 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR	74
4.5.1 Grampeador	74
4.5.2 Chaves de Potência	75
4.5.3 Diodos Retificadores de Saída	75
4.5.4 Ponte Retificadora de Entrada	75
4.5.5 Transformador de Potência	75
4.5.6 Indutor <i>Boost</i>	78
4.6 DIAGRAMA COMPLETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	79
4.6 CONCLUSÕES	80
 CAPÍTULO 5- CIRCUITOS DE COMANDO, CONTROLE E PROTEÇÃO	 81
5.1 INTRODUÇÃO	81
5.2 COMANDO DE <i>GATE</i> DOS MOSFETS	81
5.3 CONTROLE	84
5.3.1 Malha de Corrente	84
5.3.2 Malha de Tensão	87
5.4 PROCEDIMENTO PARA CÁLCULO DA MALHA DE CONTROLE	89
5.4.1 Definições Iniciais	89
5.4.2 Cálculo do Divisor Resistivo e do Divisor Fixo do Multiplicador	90
5.4.3 Shunt	90
5.4.4 Definição do Compensador	91
5.5 PROTEÇÕES	91
5.5.1 Sobretensão	91
5.5.2 Sobrecorrente	91
5.6 DIAGRAMA COMPLETO	93
5.7 CONCLUSÕES	94
 CAPÍTULO 6- RESULTADOS EXPERIMENTAIS	 95
6.1 INTRODUÇÃO	95
6.2 CARACTERÍSTICA DE ENTRADA	95

6.3	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	96
6.4	FORMAS DE ONDA	97
6.5	RENDIMENTO	101
6.6	ATUAÇÃO DA MALHA DE TENSÃO	102
6.7	CONCLUSÕES	103
CONCLUSÕES GERAIS		104
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		106
APÊNDICE 1	DEFINIÇÕES RELATIVAS AO FATOR DE POTÊNCIA TOTAL E DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL	110
APÊNDICE 2	SUBROTINAS PARA GERAR FORMAS DE ONDA DA CORRENTE DE ENTRADA	111
APÊNDICE 3	RESOLUÇÃO DE INTEGRAL REFERENTE AO CAPÍTULO 2	113
APÊNDICE 4	ESFORÇOS SOBRE OS COMPONENTES - CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	114
APÊNDICE 5	ESFORÇOS SOBRE OS COMPONENTES - CONDUÇÃO CONTÍNUA	119

SIMBOLOGIA

A_e	- Área Efetiva da Perna Central do Núcleo em cm^2
A_w	- Área da Janela do Núcleo em cm^2
B_{max}	- Densidade de Fluxo Magnético Máxima
C_g	- Capacitor Grampeador
C_s	- Capacitância Parasita das Chaves
C_p	- Capacitor de Filtro de Entrada
C_n	- Ganho Ajustável do Multiplicador
D	- Razão Cíclica
D_g	- Diodo Grampeador
D_n	- Diodos Retificadores de Saída
E	- Tensão de Entrada Fixa
E_g	- Energia Entregue ao Capacitor Grampeador
E_l	- Energia Devolvida à Carga
E_r	- Energia Dissipada no Resistor Grampeador
$f.p.$	- Fator de Potência
f_{sw}	- Frequência de Chaveamento
f_{rip}	- Frequência de Ripple
I_0	- Corrente Média na Saída
I_c	- Valor da Corrente ao Final do tempo t_c
I_d	- Valor da Corrente ao Final do Tempo t_d
I_D	- Corrente Eficaz no Diodo D
$\overline{I_D}$	- Corrente Média no Diodo D
I_{Dp}	- Corrente de Pico no Diodo D
$\overline{I_{Dg}}$	- Corrente Média no Diodo Grampeador
I_{Lb}	- Corrente Eficaz no Indutor Boost
$\overline{I_{Lb}}$	- Corrente Média no Indutor Boost

I_{Lb_p}	- Corrente de Pico no Indutor Boost
I_m	- Máximo Valor da Corrente Senoidal de Entrada
I_S	- Corrente Eficaz na Chave S
\overline{I}_S	- Corrente Média no Chave S
I_{S_p}	- Corrente de Pico no Chave S
I_p	- Corrente de Pico no Indutor (Condução Descontínua)
$i_{Lb}(w.t)$	- Corrente no Indutor ao Longo de Um Período da Rede
$i_1(w.t)$	- Corrente de Entrada ao Longo de Um Período da Rede
I_{rip}	- Ripple de Corrente Pico a Pico no Indutor Boost
I_{sec}	- Corrente Eficaz no Secundário
I_{prim}	- Corrente Eficaz no Primário
J	- Densidade de Corrente no Condutor (A/cm^2)
K_u	- Fator de Utilização da Janela do Núcleo
K_s	- Fator de Utilização do Secundário
K_w	- Fator de Enrolamento
L_b	- Indutância Boost
l_g	- Tamanho do Entreferro (cm)
L_l	- Indutância de Dispersão do Transformador Vista do Primário
n	- Relação de Transformação
N_L	- Número de Espiras do Indutor
N_P	- Número de Espiras do Primário
N_S	- Número de Espiras do Secundário
P_0	- Potência de Saída
P_1	- Potência de Entrada
P_g	- Potência Entregue ao Capacitor Grampeador
$P\%$	- Potência Percentual de Saída
R_g	- Resistor Grampeador
R_{sh}	- Resistor Shunt

$r\%$	- Ripple Percentual
S_n	- Chaves de Potência
T	- Período de Chaveamento
t_c	- Tempo de Carga
t_d	- Tempo de Desmagnetização
t_{on}	- Tempo de Condução de Uma Chave
THD	- Distorção Harmônica Total
V_0	- Tensão de Saída
$V_1(w.t)$	- Tensão de Entrada (Rede)
V_1	- Valor Eficaz da Tensão de Entrada
V_D	- Tensão Sobre os Diodos Retificadores de Saída
V_g	- Tensão de Grampeamento
V_p	- Valor Máximo da Tensão Senoidal de Entrada
V_S	- Tensão Sobre as Chaves S
V_{ref}	- Referência a Ser Seguida pela Corrente
X_{Lb}	- Reatância Indutiva Boost
α	- Relação Entre o Pico da Tensão de Entrada e a Tensão de Saída Referida ao Primário
ΔB	- Variação da Densidade de Fluxo Magnético
Δi	- Ondulação de Corrente
ΔT	- Elevação de Temperatura
η	- Rendimento
'	- Referido ao Primário do Transformador
X_{sw}	- Grandeza "X" Calculada para um Período de Chaveamento
$X(w.t)$	- Grandeza "X" Variável ao Longo do Período da Rede
X_N	- Grandeza "X" Normalizada

RESUMO

Este trabalho apresenta um conversor CA/CC (Carregador de Baterias) monofásico, isolado, com correção ativa do fator de potência, em um único estágio de processamento de potência.

A topologia estudada é a ponte completa alimentada em corrente, operando no modo *boost*, sob frequência de chaveamento fixa.

Após um dimensionamento completo do conversor e simulações, são mostrados os resultados de implementação de um protótipo para 1500 W, operando a 50 kHz. Fator de Potência unitário e Distorção Harmônica Total menor que 5 % foram alcançados.

ABSTRACT

This work presents a single phase, isolated AC/DC converter (Battery Charger) with active power factor correction in a single stage of power processing.

The topology studied is the fed-current full-bridge, in boost mode operation, at fixed switching frequency.

After a complet design of converter and simulations, the results of a 1500 W and 50 kHz prototype are shown. A Unit Power Factor and Total Harmonic Distortion (THD) less than 5 % were obtained.

INTRODUÇÃO GERAL

Para alimentar cargas especiais tais como Centro de Processamento de Dados, Centros Cirúrgicos, dentre outros, necessita-se de sistemas ininterruptos de energia, as UPS's (*Uninterrupt Power System*). Em geral para potências abaixo de 20kVA predominam as UPS do tipo "on line", mostrada no diagrama de blocos da Fig.I.1.

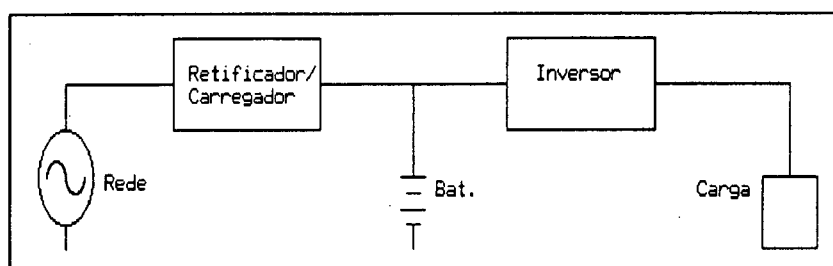


Fig.I.1 Diagrama de Blocos de uma UPS on-line

O retificador/carregador de baterias é o objeto de estudo deste trabalho. A potência entregue por este conversor dependerá da solicitação do inversor e do estado de carga do banco de baterias.

Durante a operação normal da rede, o retificador/carregador de baterias é responsável pelo fornecimento de energia às baterias e à carga. Sob condições de falha no abastecimento, as baterias fornecerão energia à carga.

Este sistema tem como principais vantagens : velocidade de resposta à falta de rede e menor sensibilidade a transitórios. O banco de baterias se comporta como um grande reservatório, capaz de suprir ou absorver excessos de energia até que o controle leve o sistema a um novo ponto de operação em regime permanente.

Operar com baixa distorção harmônica e fator de potência unitário torna este equipamento competitivo, num mercado cada vez mais exigente.

Esta restrição tem embasamento no difundido uso das fontes chaveadas de potência, que em sua maioria operam com estágio retificador de entrada a diodo e filtro capacitivo, agravando o fato de operar com fator de potência tipicamente menor que 0,65

e alto conteúdo harmônico [4,9,13].

A redução do conteúdo harmônico aumenta a máxima potência real a ser obtida de uma saída comum e reduz perdas de condução, levando ao aumento da eficiência dos sistemas de alimentação. Outro fato importante é a diminuição do nível de interferência eletromagnética a outros equipamentos [8,14].

Conscientes desta problemática, os padrões que regem a utilização de sistemas de potência e a fabricação de conversores se tornam cada vez mais rígidos. A partir de 1994, nenhuma fonte de potência poderá ser vendida na Europa sem que atenda as restrições impostas pelas diretivas do IEC 555-2 (resumidamente : fator de potência maior que 0,95 e THD - *Total Harmonic Distorsion* menor que 5%) e outras normas nacionais [9,14]. No Brasil a partir do mesmo ano o fator de potência exigido pelas concessionárias passa a 0,92, além de outras alterações.

Existem soluções passivas para este problema, mas estas utilizam-se de elementos passivos volumosos, caros e ineficazes para amplas faixas de operação. As técnicas ativas levam a soluções mais efetivas [11].

Nesta corrida o método mais popular para se atingir alto fator de potência e baixo conteúdo harmônico são os circuitos para Correção de Fator de Potência (CFP), baseados no modo Boost de operação, onde inclusive circuitos integrados dedicados a este propósito já se encontram disponíveis e em uso, tais como o UC3854 da Unitrode e o TK 84819 da TOKO [7,9,10].

Existem duas maneiras básicas de se implementar um circuito CFP operando no modo Boost : Em condução **contínua** e em condução **descontínua** [4,12].

No primeiro, o controle do fluxo de potência é obtido por um circuito multiplicador usado para ajustar a amplitude da senóide de referência a ser imposta pela malha de corrente. Esta imposição de corrente pode ser feita por histerese constante, histerese variável, t_{off} constante ou com frequência de chaveamento fixa [5].

Já no modo descontínuo, a corrente de entrada segue naturalmente a tensão. O controle do fluxo de potência se dá atuando sobre a razão cíclica[4].

Operando no modo contínuo, o conversor apresenta as

vantagens de se conseguir fator de potência praticamente unitário e THD baixíssima, com baixos stress sobre os semicondutores quando comparados ao modo descontinuo de operação. Em contrapartida, tem um controle mais complexo. As Figs. I.2.a e I.2.b ilustram as duas implementações básicas.

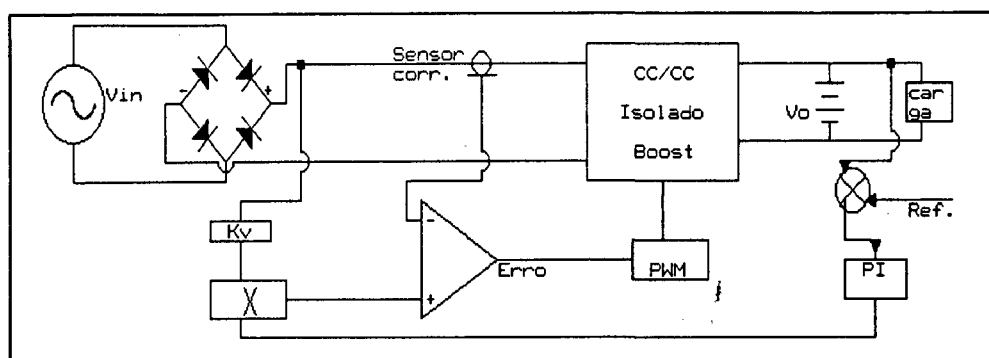


Fig.I.2.a Circuito CFP no modo Contínuo

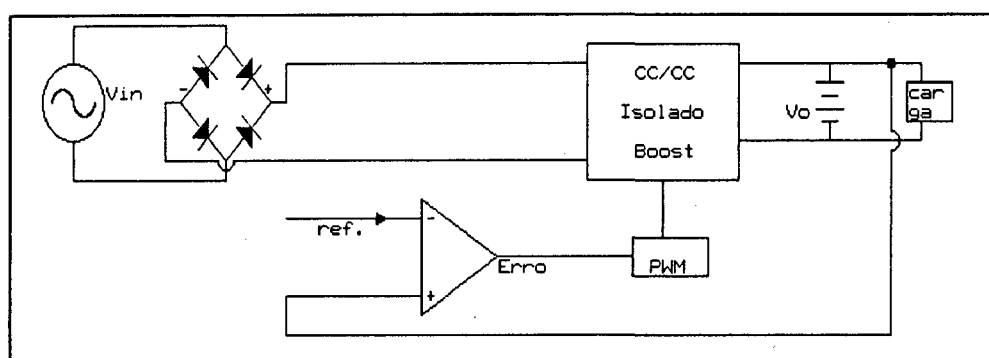


Fig.I.2.b - Circuito CFP no modo Descontínuo

Este trabalho tem por objetivo estudar, projetar e implementar um conversor **ca/cc monofásico**, **isolado** e que atenda as restrições impostas pelas diretivas do **IEC 555-2**, utilizando modo *Boost* de operação.

O presente estudo apresenta uma análise do conversor monofásico isolado operando no modo *Boost* em condução contínua e descontinua, simulações e resultados da implemetação de um carregador de baterias com as características já citadas, em condução contínua com controle no modo corrente média (frequência constante), a ser utilizado em sistemas UPS on-line de uso geral.

CAPÍTULO 1

ANÁLISE DO CONVERSOR ISOLADO OPERANDO NO MODO *BOOST*

1.1 - INTRODUÇÃO

Os conversores isolados *push-pull* e em ponte completa (*full-bridge*) - PWM quando alimentados em corrente tem característica *boost* de operação. Para isto, deve-se garantir a sobreposição de condução das chaves, ou seja, razão cíclica maior que 50%, como será visto adiante.

Em 1976 P.W. Clark apresentava e patenteava a primeira topologia com este propósito (Fig.1.1), posteriormente investigada e aperfeiçoada por outros pesquisadores [1,2,10]. Sua versão em ponte completa será estudada neste trabalho. As Figs. 1.1 e 1.2 mostram essas duas topologias.

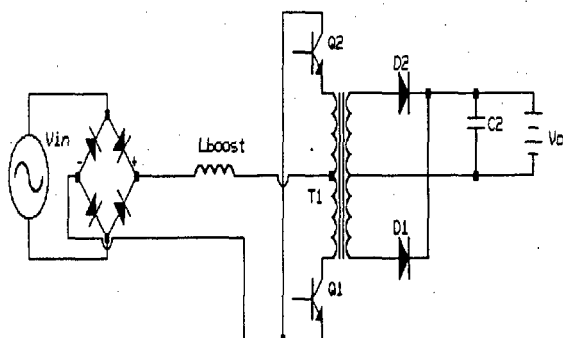


Fig.1.1 Push-Pull Alimentado em corrente

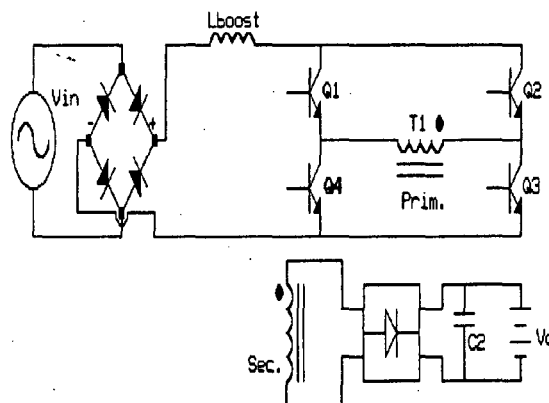


Fig.1.2 Full-Bridge Alimentado em Corrente

Neste capítulo será feito um estudo do conversor *full-bridge* alimentado em corrente nos modos contínuo e descontínuo. A fonte de tensão de entrada será considerada constante, ou seja operando

como um conversor CC/CC. Serão apresentadas as formas de onda e etapas de funcionamento, bem como o equacionamento para dimensionamento dos componentes.

Inicialmente o circuito é considerado ideal, em seguida são introduzidos os efeitos da não idealidade.

Os resultados apresentados neste capítulo serão de grande valia nos próximos, quando a correção de fator de potência é analisada.

1.2 - ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR EM CONDUÇÃO CONTÍNUA

Com o intuito de facilitar a compreensão, o circuito será referido ao primário, como mostra a Fig 1.3.

Definindo-se:

S_1, S_2, S_3, S_4	=====> Chaves Principais.
D_1', D_2', D_3', D_4'	=====> Diodos Retificadores de Saída referidos ao primário.
L_b	=====> Indutor Boost.
E	=====> Tensão de entrada constante.
V_0'	=====> Tensão de saída referida ao primário ($V_0' > E$).
t_{on}	=====> Tempo de condução de uma chave.
T	=====> Período de chaveamento.
D	=====> Razão Cíclica ($D = t_{on}/T$).

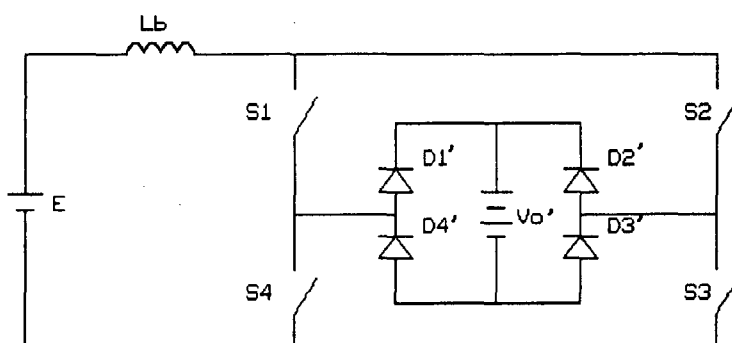


Fig.1.3 Conversor idealizado e referido ao primário

O comando das chaves se dá aos pares (S_1, S_3) e (S_2, S_4) com razão cíclica (D) maior que 50%, havendo portanto sobreposição de condução dos pares de chaves, como mostra o diagrama de comandos da Fig.1.4.

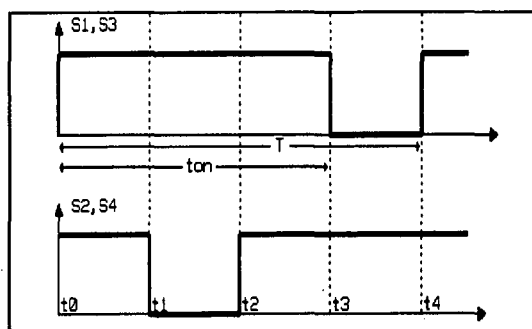
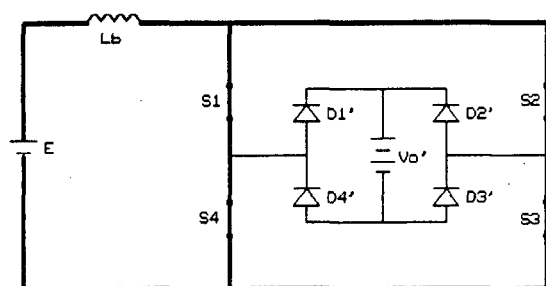


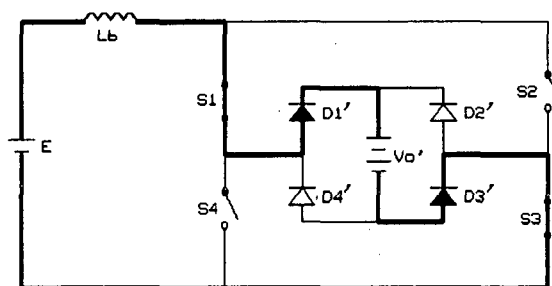
Fig.1.4 Diagrama de Comando

1.2.1 - DESCRIÇÃO DAS ETAPAS

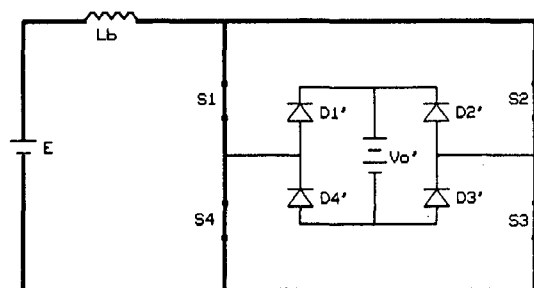
As Etapas de operação são mostradas nas figuras abaixo.



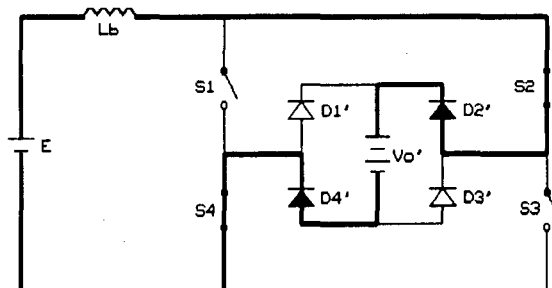
(a) - Etapa 1 (t_0, t_1)



(b) - Etapa 2 (t_1, t_2)



(c) - Etapa 3 (t_2, t_3)



(d) - Etapa 4 (t_3, t_4)

Fig.1.5. Etapas de Operação

Etapa 1 (Fig.1.5.a) :

Todas as chaves estão conduzindo e fazem com que os diodos retificadores de saída fiquem bloqueados. A corrente em L_b cresce, pois a tensão aplicada sobre ele vale E .

$$i_{L_b}(t) = i_{L_b}(t_0) + \frac{E}{L_b} \times (t - t_0) \quad (1.1)$$

$$v_{L_b}(t) = E \quad (1.2)$$

Etapa 2 (Fig.1.5.b):

O par de chaves (S_2, S_4) se abre. Os diodos D_1' e D_3' conduzem, aplicando tensão negativa sobre o indutor, que passa a entregar energia à carga.

$$i_{L_b}(t) = i_{L_b}(t_1) + \frac{(E - V_0') \times (t - t_1)}{L_b} \quad (1.3)$$

$$v_{L_b}(t) = E - V_0' \quad (1.4)$$

Etapa 3 (Fig.1.5.c):

Repete a etapa 1.

Etapa 4 (Fig.1.5.d):

Difere da etapa 2 apenas no par de chaves e diodos em condução.

1.2.2 - ETAPAS CARACTERÍSTICAS E DEFINIÇÃO DOS TEMPOS

O funcionamento se caracteriza por duas etapas distintas. A primeira, quando todas as chaves conduzem. É a etapa de armazenamento de energia no indutor, e dura um tempo t_c (tempo de carga). A segunda, quando apenas um par de chaves conduz. Há a transferência de potência à carga, e dura um tempo t_d (tempo de desmagnetização). Como pode-se notar, cada uma destas etapas características ocorrem duas vezes em um período de chaveamento.

Os tempos t_c e t_d podem ser dados pelas seguintes equações:

$$t_d = (1-D) \times T \quad (1.5)$$

$$t_c = \frac{T}{2} - t_d \quad (1.6)$$

Substituindo a equação (1.5) em (1.6), chega-se a:

$$t_c = T \times (D - \frac{1}{2}) \quad (1.7)$$

1.3 - FORMAS DE ONDA - CONDUÇÃO CONTÍNUA

As Principais formas de onda do conversor operando em condução contínua pode ser visto na Fig.1.6.

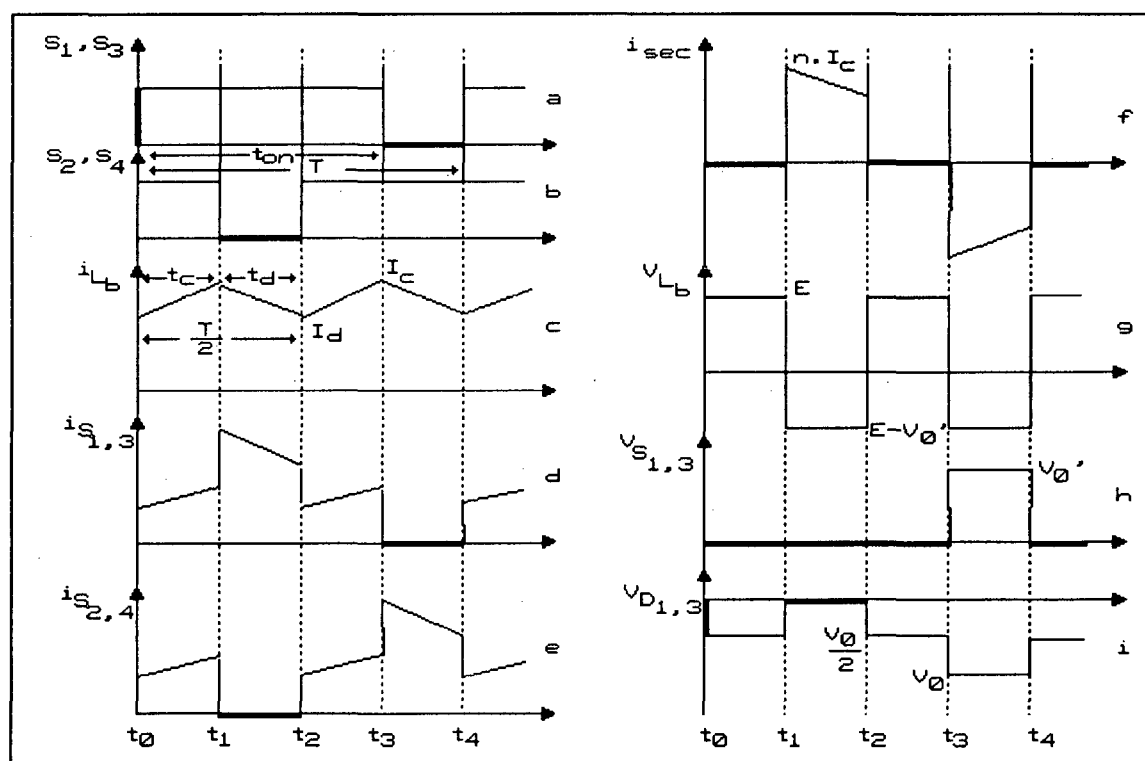


Fig.1.6. Principais formas de onda em condução contínua: a,b - Comandos; c - Corrente no indutor; d,e - Corrente nas chaves; f - Corrente no secundário; g,h,i - Tensões sobre indutor, chave e diodo respectivamente.

1.4 - CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA

A fim de se obter a característica de transferência, serão consideradas as seguintes definições:

$\overline{I_{Lb}}$ - Corrente média em L_b

I_0' - Corrente média entregue à carga referida ao primário.

Observando a Fig.1.6.c, tem-se que:

$$\overline{I_{Lb}} = \frac{I_c + I_d}{2} \quad (1.8)$$

E através da Fig.1.6.f, conclui-se que:

$$I_0' = 2 \cdot \frac{1}{T} \cdot \left(\frac{I_c + I_d}{2} \right) \cdot t_d \quad (1.9)$$

Utilizando as equações (1.5) e (1.8) em (1.9) chega-se a :

$$I_0' = 2 \cdot \overline{I_{Lb}} \cdot (1 - D) \quad (1.10)$$

Considerando que o rendimento seja de 100%, tem-se:

$$P_1 = P_0 \quad (1.11)$$

$$E \cdot \overline{I_{Lb}} = V_0' \cdot I_0' \quad (1.12)$$

Substituindo a equação (1.10) em (1.12) chega-se à (1.13), que define a característica de transferência do conversor, mostrada na Fig.1.7.

$$\frac{V_0'}{E} = \frac{1}{2 \cdot (1 - D)} \quad (1.13)$$

Com esta característica de transferência conclui-se que para que este conversor opere no modo boost deve-se satisfazer o

seguinte: $D > 50\%$ e $V_0' > E$.

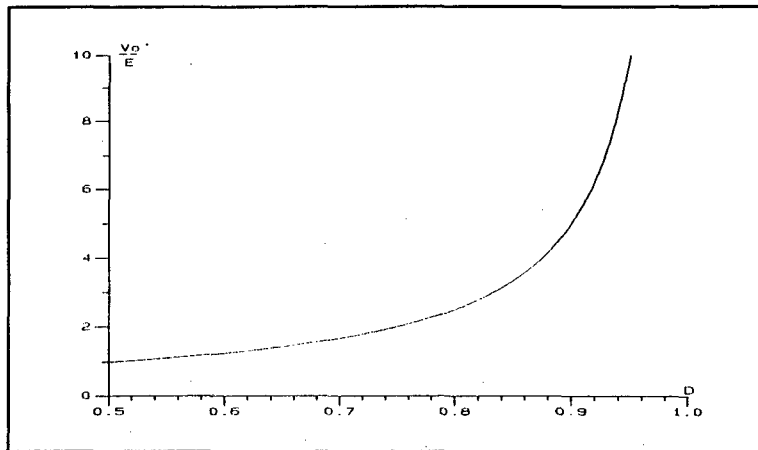


Fig.1.7 Característica de transferência

1.5 - OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Em condução descontínua o indutor se desmagnetiza completamente num tempo t_d , menor que aquele dado pela expressão (1.5) da condução contínua.

A Determinação do novo t_d é obtida igualando-se as equações (1.14) e (1.15), que representam o pico de corrente (I_p) atingida no indutor .

$$I_p = \frac{E \cdot t_c}{L_b} \quad (1.14)$$

$$I_p = \frac{V_0' - E}{L_b} \cdot t_d \quad (1.15)$$

Igualando-se as duas expressões acima chega-se a:

$$t_d = \frac{E}{V_0' - E} \cdot t_c \quad (1.16)$$

As formas de onda em condução descontínua são apresentadas na Fig.1.8.

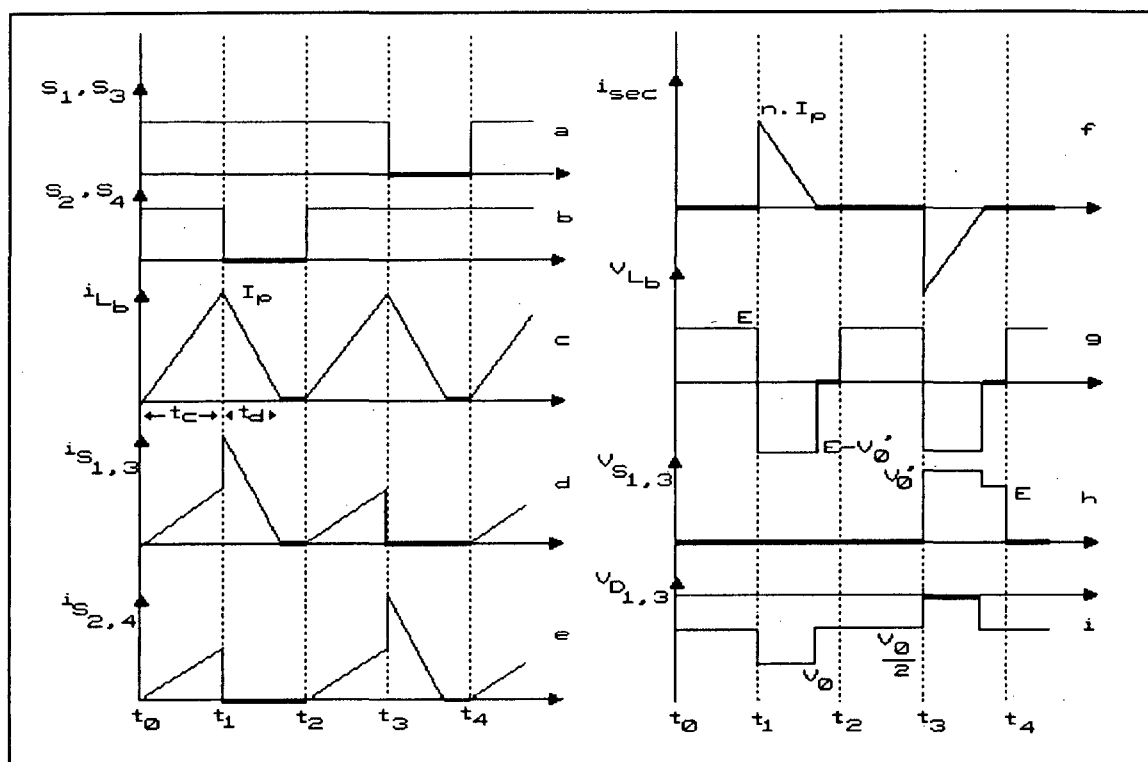


Fig.1.8 Principais formas de onda em condução descontínua
a,b - Comandos; c - Corrente no indutor ; d,e - Corrente nas chaves; f - Corrente no secundário; g,h,i - Tensões sobre o indutor, chaves e diodo respectivamente.

1.6. RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO E TENSÃO SOBRE AS CHAVES

A relação de transformação n é definida como:

$$n = \frac{V_0'}{V_0} \quad (1.17)$$

No estudo realizado até aqui, o circuito foi referido ao primário do transformador. Para operar no modo *Boost*, V_0' deve ser maior que E , portanto a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$n \times V_0 > E \quad \text{daí:} \quad n > \frac{E}{V_0} \quad (1.18)$$

Como a tensão sobre as chaves está diretamente ligada a V_0' , conforme é observado na Fig.1.6.h, quanto menor o valor que n pode assumir, menores serão as tensões sobre as chaves.

A topologia *Push-Pull* apresenta tensões sobre as chaves com o dobro do valor da *Full-Bridge*.

1.7 - VALORES DE TENSÃO E CORRENTE SOBRE COMPONENTES - CONDUÇÃO CONTÍNUA

Os resultados apresentados neste capítulo terão o índice *sw*, significando cálculo para um período de chaveamento. Ou seja, para operação como conversor CC/CC.

Nos capítulos posteriores estes resultados serão utilizados, para se chegar ao dimensionamento dos componentes, para a operação como conversor CA/CC com correção do fator de potência.

1.7.1 - CHAVES

A corrente nas chaves pode ser aproximada pela representação mostrada na Fig.1.9 . Onde:

$$I = \frac{I_c + I_d}{2} \quad (1.19)$$

Esta mesma simplificação será adotada para os demais cálculos nesta seção.

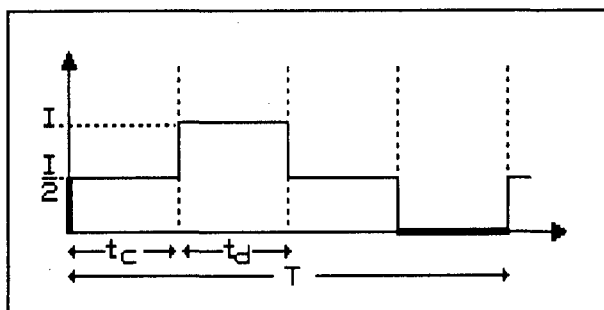


Fig.1.9 Corrente nas Chaves

Corrente Eficaz :

$$I_{S_{sw}}^2 = [2 \cdot [\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_c} (\frac{I}{2})^2 dt]] + [\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_d} I^2 dt] \quad (1.20)$$

$$I_{S_{sw}} = I \cdot \sqrt{\frac{t_c + 2 \cdot t_d}{2 \cdot T}} \quad (1.21)$$

Substituindo as equações (1.5) e (1.7) em (1.21) chega-se a:

$$I_{S_{sw}} = I \cdot \sqrt{\frac{\frac{3}{2} - D}{2}} \quad (1.22)$$

Corrente Média :

$$\overline{I_{S_{sw}}} = 2 \cdot [\frac{1}{T} \cdot (\frac{I}{2} \cdot t_c)] + \frac{1}{T} \cdot (I \cdot t_d) \quad (1.23)$$

$$\overline{I_{S_{sw}}} = \frac{I}{T} \cdot (t_c + t_d) \quad (1.24)$$

Como $t_c + t_d = \frac{T}{2}$, então:

$$\overline{I_{S_{sw}}} = \frac{I}{2} \quad (1.25)$$

Corrente de Pico :

$$I_{SP_{sw}} = I \quad (1.26)$$

Tensão sobre as Chaves :

$$V_{S_{sw}} = V_0' = n \cdot V_0 \quad (1.27)$$

1.7.2 - DIODOS

A forma de onda simplificada de corrente nos diodos retificadores de saída é mostrada na Fig.1.10.

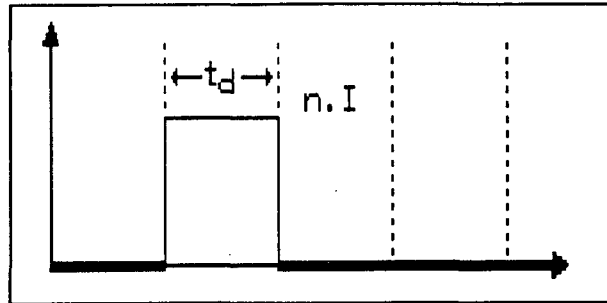


Fig.1.10 Corrente sobre Diodos

Corrente Eficaz :

$$I_{D_{sw}}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_d} n^2 \cdot I^2 dt \quad (1.28)$$

$$I_{D_{sw}} = n \cdot I \cdot \sqrt{\frac{t_d}{T}} \quad (1.29)$$

Substituindo a equação (1.5) em (1.29), chega-se a:

$$I_{D_{sw}} = n \cdot I \cdot \sqrt{1 - D} \quad (1.30)$$

Corrente Média :

$$\overline{I_{D_{sw}}} = \frac{1}{T} \cdot n \cdot I \cdot t_d \quad (1.31)$$

Substituindo a equação (1.5) em (1.31), chega-se a:

$$\overline{I_{D_{sw}}} = n \cdot (1 - D) \cdot I \quad (1.32)$$

Corrente de Pico :

$$I_{D_{p_{sw}}} = n \cdot I \quad (1.33)$$

Tensão sobre os Diodos :

$$V_{D_{sw}} = V_0 \quad (1.34)$$

1.7.3 - INDUTOR

A forma de onda de corrente simplificada no indutor é mostrada na Fig.1.11.

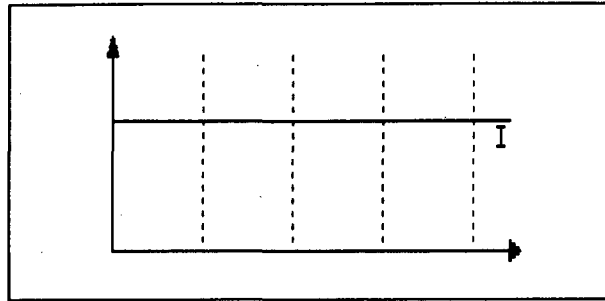


Fig.1.11 Corrente sobre L_b

Corrente Eficaz:

$$I_{Lb_{sw}} = I \quad (1.35)$$

Corrente Média:

$$\overline{I_{Lb_{sw}}} = I \quad (1.36)$$

Corrente de Pico:

$$I_{LbP_{sw}} = I \quad (1.37)$$

1.8 - VALORES DE TENSÃO E CORRENTE SOBRE OS COMPONENTES - CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

1.8.1 - CHAVES

A forma de onda de corrente nas chaves para o conversor operando em condução descontínua, é mostrada na Fig.1.12. A

partir dela serão calculados seus valores eficaz, médio e de pico.

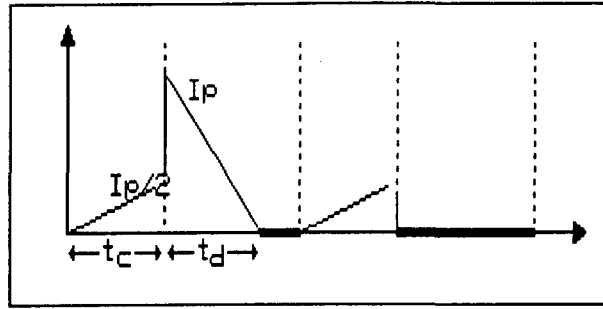


Fig.1.12 Corrente sobre as chaves - Condução descontínua

Corrente Eficaz:

$$I_{S_{sw}}^2 = \left[2 \cdot \left[\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_c} \left(\frac{I_p}{2 \cdot t_c} \cdot t \right)^2 dt \right] + \left[\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_d} \left(I_p - \frac{I_p}{t_d} \cdot t \right)^2 dt \right] \right] \quad (1.38)$$

$$I_{S_{sw}}^2 = \frac{I_p^2}{3 \cdot T} \cdot \left(\frac{t_c}{2} + t_d \right) \quad (1.39)$$

Substituindo as equações (1.14), (1.16) e (1.7) em (1.39) chega-se a:

$$I_{S_{sw}} = \sqrt{\left[\frac{E \cdot T^2}{3 \cdot L_b^2} \cdot \left(D - \frac{1}{2} \right)^3 \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{E}{V_0' - E} \right) \right]} \quad (1.40)$$

Corrente Média:

$$\overline{I_{S_{sw}}} = 2 \cdot \frac{1}{T} \cdot \left(\frac{\frac{I_p}{2} \cdot t_c}{2} \right) + \frac{1}{T} \cdot \left(\frac{I_p \cdot t_d}{2} \right) \quad (1.41)$$

$$\overline{I_{S_{sw}}} = \frac{I_p}{2 \cdot T} \cdot (t_c + 2 \cdot t_d) \quad (1.42)$$

Substituindo as equações (1.14), (1.16) e (1.7) em (1.41) chega-se a:

$$\overline{I_{S_{sw}}} = \frac{E \cdot T \cdot (D - \frac{1}{2})^2}{2 \cdot L_b} \cdot (1 + \frac{2 \cdot E}{V_0' - E}) \quad (1.43)$$

Corrente de Pico:

$$I_{SP_{sw}} = I_p \quad (1.44)$$

Tensão sobre as Chaves:

$$V_{S_{sw}} = V_0' \quad (1.45)$$

1.8.2 - DIODOS

A forma de onda de corrente nos diodos retificadores de saída é mostrada na Fig.1.13.

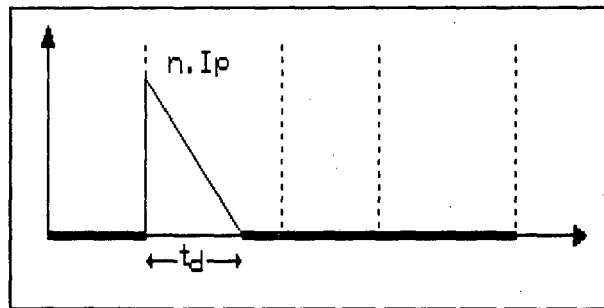


Fig.1.13 Corrente nos diodos - Condução descontínua

Corrente Eficaz:

$$I_{D_{sw}}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_d} (n \cdot I_p - \frac{n \cdot I_p}{t_d} \cdot t)^2 dt \quad (1.46)$$

$$I_{D_{sw}} = n \cdot I_p \cdot \sqrt{\frac{t_d}{3 \cdot T}} \quad (1.47)$$

Substituindo as equações (1.14), (1.16) e (1.7) em (1.47) chega-se a:

$$I_{D_{sw}} = \frac{n \cdot E \cdot T}{L_b} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(D - \frac{1}{2}\right)^3 \cdot \left(\frac{E}{V_0' - E}\right)} \quad (1.48)$$

Corrente Média:

$$\overline{I_{D_{sw}}} = \frac{1}{T} \cdot \frac{n \cdot I_p \cdot t_d}{2} \quad (1.49)$$

Substituindo as equações (1.14), (1.16) e (1.7) em (1.49) chega-se a:

$$\overline{I_{D_{sw}}} = \frac{n}{2} \cdot \frac{E \cdot T}{L_b} \cdot \left(D - \frac{1}{2}\right)^2 \cdot \left(\frac{E}{V_0' - E}\right) \quad (1.50)$$

Corrente de Pico:

$$I_{Dp_{sw}} = n \cdot I_p \quad (1.51)$$

Tensão sobre as Chaves:

$$V_{D_{sw}} = V_0 \quad (1.52)$$

1.8.3 - INDUTOR

A forma de onda de corrente no indutor boost é mostrada na Fig.1.14.

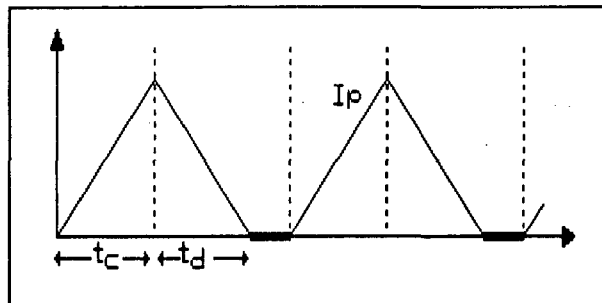


Fig.1.14 Corrente em L_b - Condução descontínua

Corrente Eficaz:

$$I_{Lb_{sw}}^2 = 2 \cdot \left[\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_c} \left(\frac{I_p}{t_c} \cdot t \right)^2 dt + \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_d} \left(I_p - \frac{I_p}{t_d} \cdot t \right)^2 dt \right] \quad (1.53)$$

$$I_{Lb_{sw}} = I_p \cdot \sqrt{\frac{2}{3 \cdot T} \cdot (t_c + t_d)} \quad (1.54)$$

Substituindo as equações (1.14), (1.16) e (1.7) em (1.54) chega-se a:

$$I_{Lb_{sw}} = \frac{E \cdot T}{L_b} \cdot \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \left(D - \frac{1}{2} \right)^3 \cdot \left(\frac{V_0'}{V_0' - E} \right)} \quad (1.55)$$

Corrente Média:

$$\overline{I_{Lb_{sw}}} = 2 \cdot \frac{1}{T} \cdot \left(\frac{I_p \cdot t_c}{2} + \frac{I_p \cdot t_d}{2} \right) \quad (1.56)$$

$$\overline{I_{Lb_{sw}}} = \frac{I_p}{T} \cdot (t_c + t_d) \quad (1.57)$$

Substituindo as equações (1.14), (1.16) e (1.7) em (1.57) chega-se a:

$$\overline{I_{Lb_{sw}}} = \frac{E \cdot T}{L_b} \cdot \left(D - \frac{1}{2} \right)^2 \cdot \left(\frac{V_0'}{V_0' - E} \right) \quad (1.58)$$

Corrente de Pico:

$$I_{Lb_{p_{sw}}} = I_p \quad (1.59)$$

1.9 - INDUTÂNCIA BOOST

1.9.1 - CONDUÇÃO CONTÍNUA

Em condução contínua a indutância *boost* é dada em função da ondulação de corrente no indutor (Δi):

$$\Delta i = I_c - I_d \quad (1.60)$$

$$L_b = \frac{E \cdot t_c}{\Delta i} = \frac{E \cdot T \cdot (D - \frac{1}{2})}{\Delta i} \quad (1.61)$$

1.9.2 - CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Em condução descontínua a indutância *boost* será relacionada com a potência de saída do conversor, dada por:

$$P_0 = V_0' \cdot I_0' \quad (1.62)$$

Como:

$$I_0' = 2 \cdot \frac{\overline{I_{D_{SW}}}}{n} = \frac{E^2 \cdot T}{L_b} \cdot \frac{(D - \frac{1}{2})^2}{V_0' - E} \quad (1.63)$$

Então, substituindo a equação (1.63) em (1.62) e separando a indutância *boost*, chega-se a:

$$L_b = \frac{E^2 \cdot T \cdot V_0' \cdot (D - \frac{1}{2})^2}{P_0 \cdot (V_0' - E)} \quad (1.64)$$

1.10 - EFEITOS DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR

Dentre as não idealidades apresentadas pelo circuito real, os efeitos da indutância de dispersão do transformador tem importância crucial e limitante no projeto deste conversor. Por isso, a partir de agora será feito um estudo aprofundado destes efeitos e como minimizá-los.

A Fig.1.15 mostra o conversor com sua indutância de dispersão referida ao primário L_1 , numa situação em que as quatro chaves estão conduzindo.

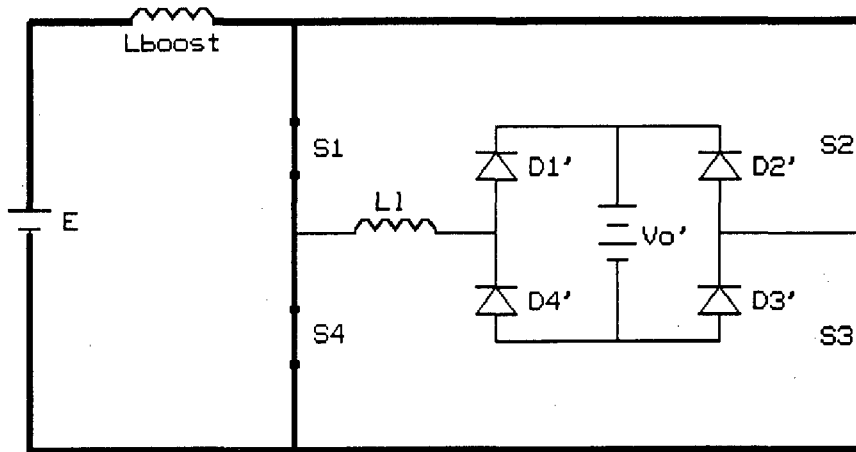


Fig.1.15 Conversor referido ao primário, representando duas indutância de dispersão

No instante em que um par de chaves se abre, a corrente deve ser desviada para a carga através do transformador. Estas grandes variações de corrente sobre a indutância de dispersão provocam sobretensões nas chaves (neste caso, MOSFET's de potência). Torna-se necessário uma solução que limite esta sobretensão.

O circuito apresentado para este propósito é o grampeador de tensão, mostrado entre as linhas pontilhadas da Fig. 1.16.

Consta de um diodo grampeador D_g que coloca todo o circuito em contato com o capacitor C_g . Este capacitor normalmente é de valor elevado, para ter comportamento de fonte de tensão, e efetivamente prover o grampeamento. E finalmente o resistor R_g , que garante o balanço energético após a comutação. Pode estar localizado entre os pontos G e A, B ou C como mostrados na Fig.1.16.

Para se efetuar o estudo do grampeador se faz necessário a introdução da capacitância parasita das chaves.

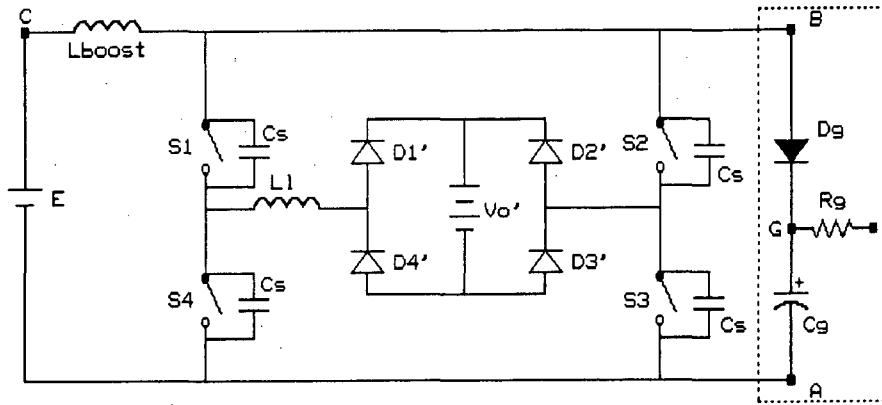


Fig.1.16 Circuito com Grampeador de Tensão

1.11 - ESTUDO DO CIRCUITO GRAMPEADOR DE TENSÃO

1.11.1 - RESISTOR R_g EM PARALELO COM CAPACITOR C_g

a) Etapas de operação do grampeador

São descritas as etapas de operação do grampeador seguidas das figuras que representam o circuito equivalente de cada etapa (Fig.1.17).

Condições iniciais (Fig.1.17a):

Todas as Chaves estão conduzindo, o diodo D_g está bloqueado e o capacitor C_g carregado com uma tensão V_g , maior que V_0' .

No instante t_0 as chaves S_1 e S_3 são comandadas a abrir. As capacitâncias das mesmas começam a se carregar (Fig.1.17.b).

Quando a tensão nestas capacitâncias atinge V_g ($t=t_1$), o diodo D_g entra em condução e o circuito grampeador assume instantaneamente toda a corrente, que passa a ser entregue à

carga segundo a taxa $\frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{V_g - V_0'}{L_1}$ (Fig.1.17.c).

A partir de t_2 toda a corrente foi transferida à malha da carga, caracterizando o fim da comutação e início da etapa de desmagnetização de L_b (Fig.1.17d). Além disto a energia

armazenada no capacitor C_g é dissipada em R_g .

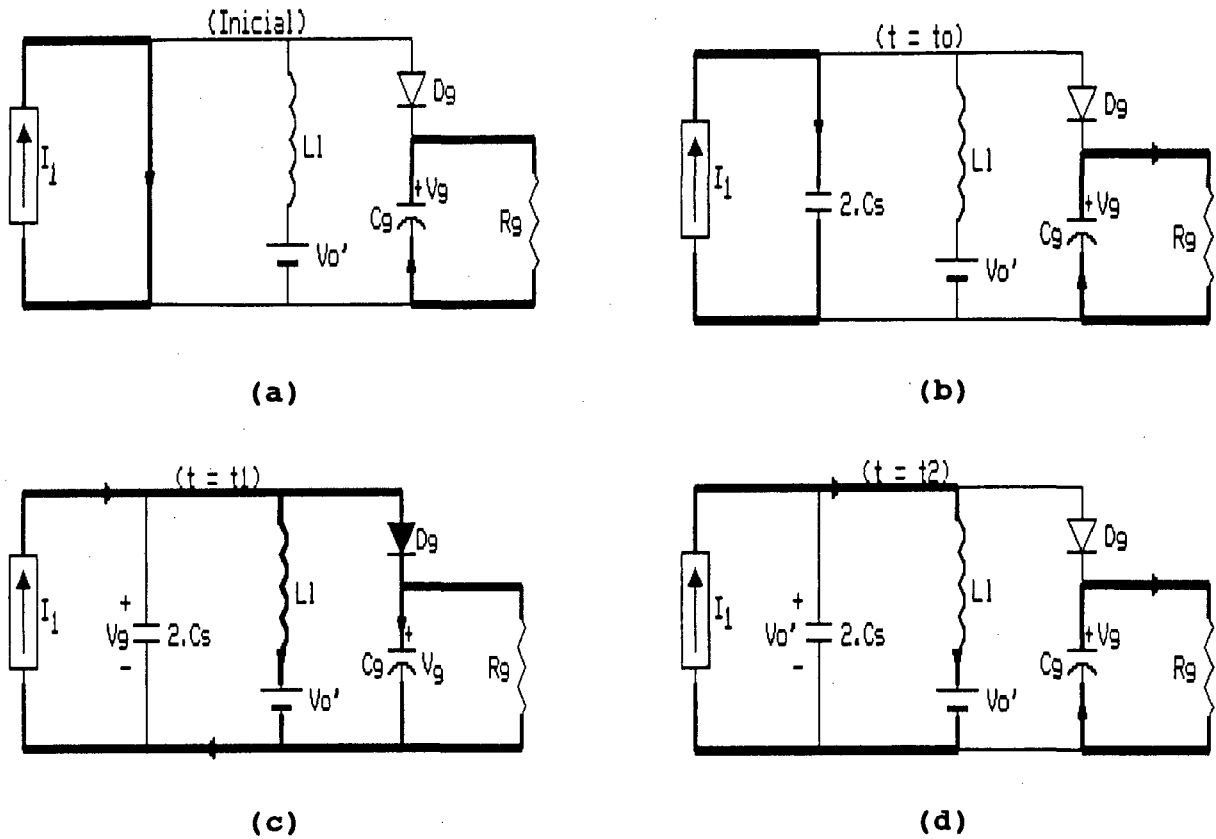


Fig.1.17 Circuitos equivalente das etapas de operação do grampeador

As formas de onda da operação do circuito grampeador são mostradas na Fig.1.18.

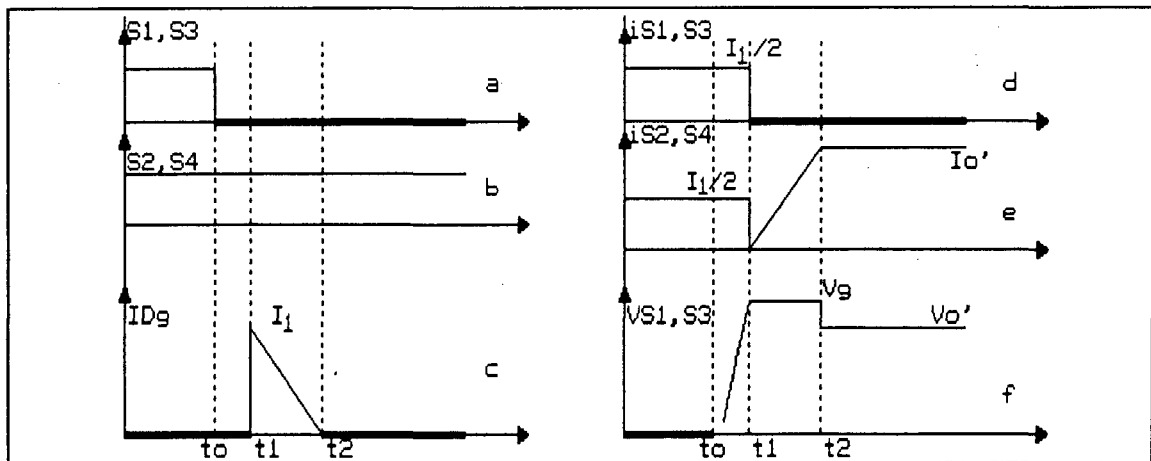


Fig.1.18 Formas de Onda - Grampeador $R_g//C_g$
a,b - Comandos; c - Corrente no Diodo Grampeador;
d,e - Corrente nas Chaves; f - Tensão num par de chaves.

b) Dimensionamento do circuito grampeador

O dimensionamento do circuito grampeador consiste em determinar o valor do resistor R_g para que a tensão sobre as chaves fique grampeada em V_g . Definindo-se:

P_g - Potência entregue ao capacitor grampeador.

$\overline{I_{Dg}}$ - Corrente média no diodo grampeador.

Δt ($= t_2 - t_1$) - Tempo de atuação do circuito grampeador.

Baseado na Fig.1.18 pode-se escrever que:

$$P_g = V_g \cdot \overline{I_{Dg}} \quad (1.65)$$

$$\overline{I_{Dg}} = 2 \cdot \frac{1}{T} \cdot \frac{I_1 \cdot \Delta t}{2} \quad (1.66)$$

e ainda,

$$\Delta t = \frac{I_1 \cdot L_1}{V_g - V'_0} \quad (1.67)$$

Substituindo a equação (1.67) em (1.66) chega-se a:

$$\overline{I_{Dg}} = \frac{I_1^2 \cdot L_1 \cdot f_{sw}}{V_g - V'_0} \quad (1.68)$$

E agora substituindo (1.68) em (1.65) tem-se:

$$P_g = \frac{V_g \cdot I_1^2 \cdot L_1 \cdot f_{sw}}{V_g - V'_0} \quad (1.69)$$

Toda esta potência deve ser dissipada em R_g . Como :

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_g} \quad \text{daí,} \quad (1.70)$$

$$R_g = \frac{V_g \cdot (V_g - V'_0)}{I_1^2 \cdot L_1 \cdot f_{sw}} \quad (1.71)$$

O capacitor deve se comportar como uma fonte de tensão, portanto, após sua carga, a tensão final não deve variar substancialmente além de V_g . Por exemplo 1% de variação na tensão de grampeamento.

A potência entregue ao capacitor também pode ser dada por:

$$P_g = \frac{\frac{1}{2} \cdot C_g \cdot \Delta V_c^2}{\frac{T}{2}} \quad (1.72)$$

$$\Delta V_c = 0,01 \cdot V_g \quad (1.73)$$

Substituindo as equações (1.69) e (1.73) em (1.72) e separando C_g , chega-se a:

$$C_g = \frac{I_1^2 \cdot L_1}{V_g \cdot (V_g - V'_0)} \cdot 10^4 \quad (1.74)$$

1.11.2 - RESISTOR R_g EM PARALELO COM DIODO D_g

Com R_g em paralelo com D_g , parte da energia acumulada em C_g é devolvida à carga. Como mostram as etapas de operação abaixo.

a) Etapas de Operação do Grampeador

Até a conclusão da comutação as etapas são as mesmas descritas no item 1.10.1. Após estas, existem mais duas etapas, a de regeneração parcial da energia e a de dissipação.

A regeneração parcial ocorre junto com a desmagnetização do indutor boost. E a dissipação, junto com a energização de L_b , conforme mostra as Figs.1.19.a e b.

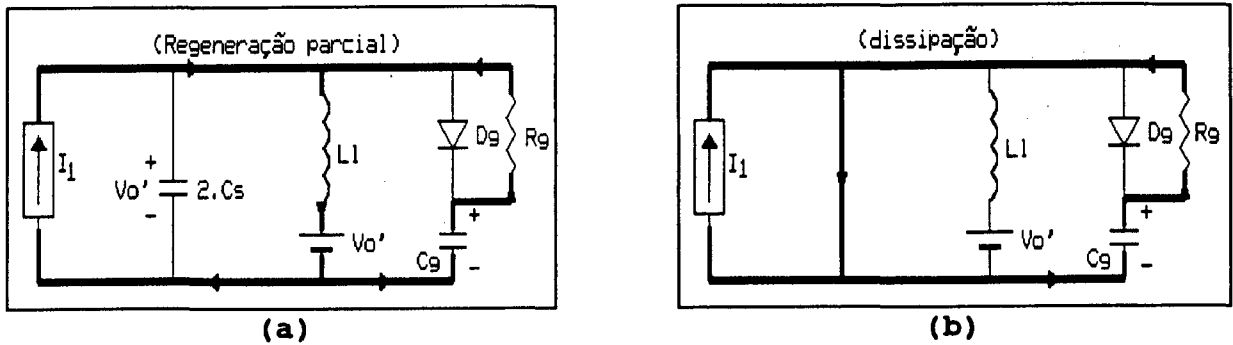


Fig.1.19.a,b Circuitos equivalentes - Regeneração parcial e dissipação

As formas de onda que caracterizam este circuito são mostradas na Fig.1.20.

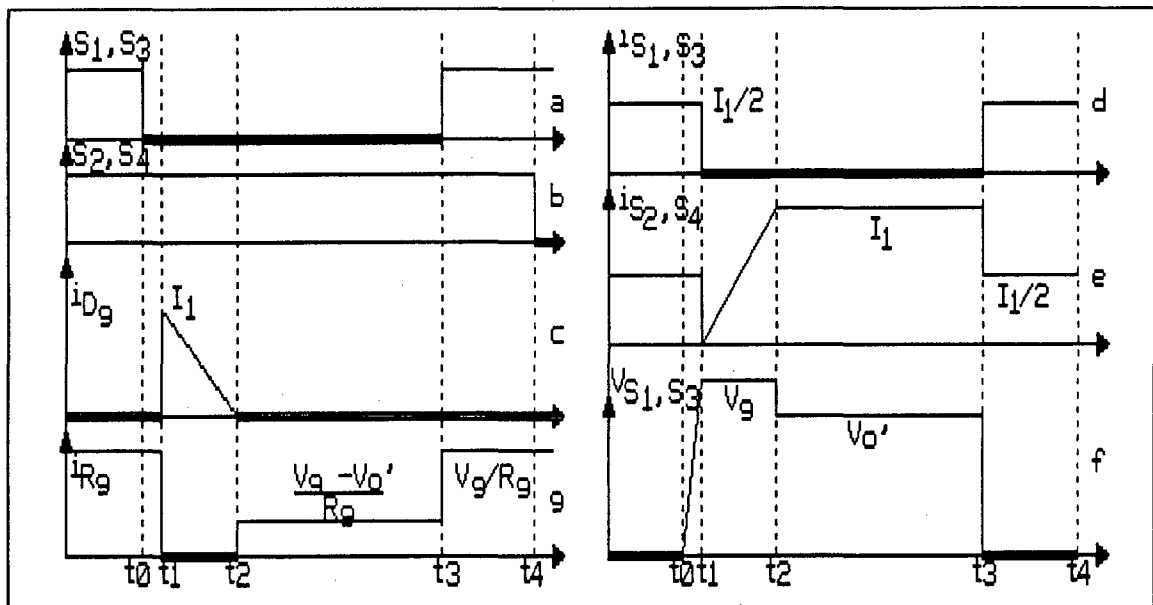


Fig.1.20 Formas de onda - Grampeador $R_g//D_g$

a,b - Comandos; c - Corrente no diodo Grampeador;
d,e - Corrente nas chaves; f - Tensão sobre um par de chaves;
g - Corrente no Resistor R_g

b) Dimensionamento

Para se determinar o valor da resistência do grampeador será feito o balanço entre a energia entregue ao capacitor C_g (E_g) e as energias devolvida à carga (E_l) e dissipada em R_g (E_r), segundo a seguinte relação:

$$E_g = E_l + E_r \quad \text{daí:} \quad (1.76)$$

Observando a Fig.1.20, pode-se escrever que:

$$E_g = V_g \cdot \frac{I_1 \cdot \Delta t}{2} \quad (1.77)$$

Substituindo a equação (1.67) em (1.77) chega-se a:

$$E_g = \frac{I_1^2 \cdot L_1}{2} \cdot \frac{V_g}{V_g - V'_0} \quad (1.78)$$

A energia devolvida a carga é dada por:

$$E_l = V'_0 \cdot \left(\frac{V_g - V'_0}{R_g} \right) \cdot (t_d - \Delta t) \quad (1.79)$$

Substituindo as equações (1.5), (1.67) em (1.79) chega-se a:

$$E_l = \frac{V'_0}{R_g} \cdot [(V_g - V'_0) \cdot (1 - D) \cdot T - I_1 \cdot L_1] \quad (1.80)$$

A energia dissipada sobre o resistor grampeador é dada por:

$$E_r = V_g \cdot \frac{V_g}{R_g} \cdot t_c + \frac{(V_g - V'_0)^2}{R_g} \cdot (t_d - \Delta t) \quad (1.81)$$

Substituindo as equações (1.5), (1.7) e (1.67) em (1.81):

$$E_r = \frac{V_g^2}{R_g} \cdot T \cdot \left(D - \frac{1}{2} \right) + \frac{V_g - V'_0}{R_g} \cdot [(V_g - V'_0) \cdot (1 - D) \cdot T - I_1 \cdot L_1] \quad (1.82)$$

Efetuando o balanço energético da expressão (1.76), determina-se que:

$$R_g = \frac{2 \cdot (V_g - V'_0)}{V_g \cdot I_1^2 \cdot L_1} \cdot [V_g \cdot V'_0 \cdot T \cdot (D - 1) + V_g^2 \cdot \frac{T}{2} - V_g \cdot I_1 \cdot L_1] \quad (1.83)$$

1.11.3 - RESISTOR R_g LIGADO À FONTE DE ENTRADA

Quando o resistor é ligado à fonte de alimentação de entrada, o capacitor grampeador estará sempre se descarregando através do resistor para a fonte. Há continuamente energia sendo dissipada sobre o resistor e devolvida à fonte.

A atuação do grampeador durante as comutações é a mesma dos casos anteriores.

Para dimensionamento do circuito será introduzida uma nova grandeza, a energia devolvida à fonte de alimentação (E_E), que pode ser escrita como:

$$E_E = E \cdot \frac{V_g - E}{R_g} \cdot T \quad (1.84)$$

A energia dissipada sobre o resistor R_g é dada por:

$$E_r = \frac{(V_g - E)^2}{R_g} \cdot T \quad (1.85)$$

A energia entregue ao capacitor C_g continua a mesma, dada pela equação (1.76). Realizando o balanço de energia abaixo:

$$E_g = E_E + E_r \quad (1.86)$$

Através da substituição das equações (1.76), (1.84) e (1.85) em (1.86) chega-se a:

$$R_g = \frac{(V_g - E) \cdot (V_g - V_0')}{I_1^2 \cdot L_1 \cdot f_{sw}} \quad (1.87)$$

Exemplo:

Seja:

$$V_g = 450 \text{ V}$$

$$I_1 = 13,4 \text{ A}$$

$$E = 220 \text{ V}$$

$$V_0' = 370 \text{ V}$$

$$L_1 = 3 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

$$D = 0,7$$

$$f_{sw} = 50 \text{ kHz}$$

Caso 1.11.1	Caso 1.11.2	Caso 1.11.3
de (1.71): R_g = 1336 Ohms	de (1.83): R_g = 665,3 Ohms	de (1.87): R_g = 683 Ohms
de (1.70): Pr = 151,5 W	de (1.83): Pr = 127 W	de (1.85): Pr = 77,4 W

A partir deste exemplo fica claro o processo de regeneração de energia dependendo da posição do resistor grampeador. A potência dissipada depende diretamente da tensão de grampeamento.

A tensão sobre as chaves passa a ser dada por V_g . A definição deste valor dependerá da disponibilidade prática das chaves em questão. Deve ser verificado se a quantidade de energia perdida com esta escolha, mantém o rendimento aceitável.

1.12 - CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado um estudo da topologia *Full-Bridge* alimentada em corrente, um dos exemplos de conversor isolado que opera no modo *Boost*. Ou seja, pode-se chegar a um conversor que, com um único estágio de processamento de potência, provê isolamento e correção do fator de potência.

Apesar desta topologia possuir duas chaves a mais, quando comparada com *push-pull*, foi escolhida por apresentar tensão sobre as chaves de metade do valor da anterior.

Os cálculos efetuados para dimensionamento dos elementos consideram o conversor operando como um **CC-CC**. Estes resultados serão todos aplicados nos capítulos seguintes, quando é introduzida a correção do fator de potência (**CA-CC**).

Os efeitos da indutância de dispersão do transformador foram apresentadas, concluindo ser fator limitante para projeto, no que tange à tensão sobre as chaves e queda de rendimento. Torna-se indispensável um circuito grampeador.

CAPÍTULO 2

ESTUDO DO CONVERSOR COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

2.1 - INTRODUÇÃO

Operando no modo descontínuo o conversor full-bridge alimentado em corrente provê naturalmente elevado fator de potência, ou seja, não necessita de um controle que imponha uma corrente senoidal em fase com a tensão de entrada.

É necessário apenas atuar sobre a razão cíclica para se fazer o controle da tensão de saída (Fig.2.1). Essencialmente este ajuste é feito a cada meio ciclo da rede [4].

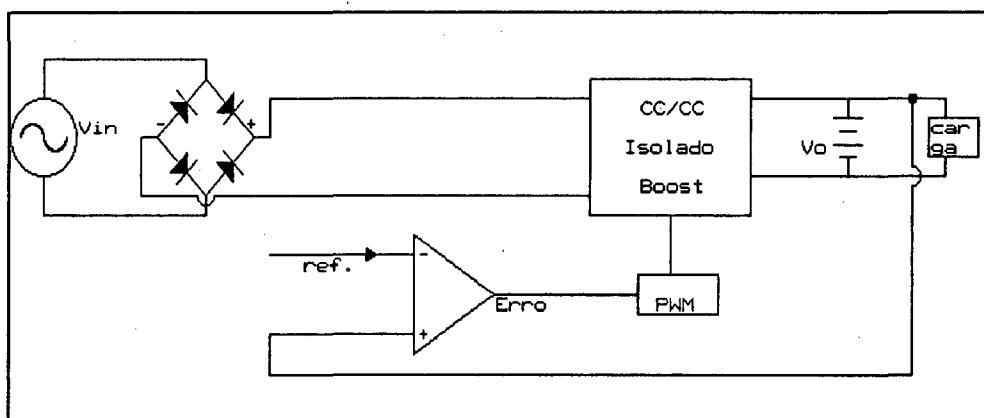


Fig.2.1 Diagrama de Blocos - CFP no modo Descontínuo

Então, como vantagens pode-se citar: controle simples, requerendo apenas uma malha (de tensão), atuando sobre a razão cíclica. Os CI's PWM mais tradicionais para fontes chaveadas de potência podem facilmente ser utilizados. Além disto, a entrada em condução das chaves ocorre sob corrente nula.

Em contrapartida o alto ripple leva ao aumento do valor RMS de corrente sobre os semicondutores, conseqüentemente elevando as perdas em condução.

Outro fato importante é que operando no modo descontínuo, aparecem na corrente de entrada harmônicos de baixa frequência. Esta distorção aliada aos esforços nos semicondutores são os grandes responsáveis pelas limitações nos projetos dos conversores neste tipo de operação.

O objetivo deste capítulo é de apresentar o conversor *Full-Bridge* operando no modo descontínuo com correção ativa do fator de potência, fazer uma análise da distorção harmônica da corrente de entrada, equacioná-lo para dimensionamento e expor suas limitações.

A maioria das equações necessárias neste capítulo serão obtidas daquelas apresentadas no capítulo 1. A presença da rede mais o retificador de entrada antes do conversor, faz com que seja substituído E (do Capítulo 1) por V_1 , onde:

$$V_1(w.t) = V_p \cdot |\text{sen}(w.t)| \quad (2.1)$$

2.2 - CORRENTE DE ENTRADA

Os picos de corrente apresentados neste conversor são calculados substituindo a equação (2.1) em (1.14):

$$I_p(w.t) = \frac{V_p \cdot t_c}{L_b} \cdot |\text{sen}(w.t)| \quad (2.2)$$

Ou seja, são modulados por uma senóide. Daí o deslocamento entre as fundamentais de corrente e tensão na entrada passa a ser zero. Basta, portanto, controlar o conteúdo harmônico para se ter o fator de potência unitário (ver no APÊNDICE 1 definições relativas a fator de potência e conteúdo harmônico).

O tempo t_c continua sendo dado pela equação (1.7), dependendo apenas da razão cíclica. Entretanto t_d varia a cada período de chaveamento dentro de um ciclo da rede. Para achá-lo basta substituir E por $V_1(wt)$ na equação (1.16). Deste modo:

$$t_d(w.t) = \frac{V_p \cdot |\text{sen}(w.t)|}{V'_0 - V_p \cdot |\text{sen}(w.t)|} \cdot t_c \quad (2.3)$$

$$t_d(w.t) = \frac{\alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|}{1 - \alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|} \cdot t_c \quad (2.4)$$

onde,

$$\alpha = \frac{V_p}{V'_0} \quad (2.5)$$

A corrente de entrada pode então ser vista genericamente pela Fig.2.2.

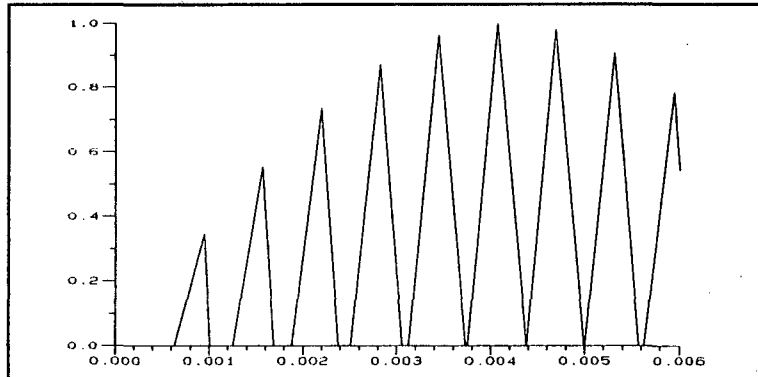


Fig.2.2 Corrente de Entrada Genérica

2.3 - GARANTIA DE DESCONTINUIDADE DA CORRENTE

Para que seja válido este estudo é preciso garantir a descontinuidade da corrente sobre o indutor *boost* para todo o período da rede.

O ponto crítico de operação para se ter garantida a descontinuidade de corrente é quando a tensão de entrada atinge seu valor máximo, pois sob esta condição a corrente no indutor cresce com máxima taxa, atingindo seu máximo valor ao final de

t_c . E, ainda, o tempo necessário para a corrente se extinguir

atinge a maior fração do período de chaveamento, pois a corrente decresce com taxa mínima [8].

Considerando condução crítica neste ponto de operação:

$$t_d = (1 - D) \cdot T \quad (2.6)$$

Substituindo a equação (1.7) em (2.4), e o resultado em (2.6), fazendo $w \cdot t = \frac{\pi}{2}$ chega-se a:

$$D = D_{\max} = 1 - \frac{\alpha}{2} \quad (2.7)$$

Para se garantir condução descontínua durante todo período da rede deve-se satisfazer à seguinte expressão:

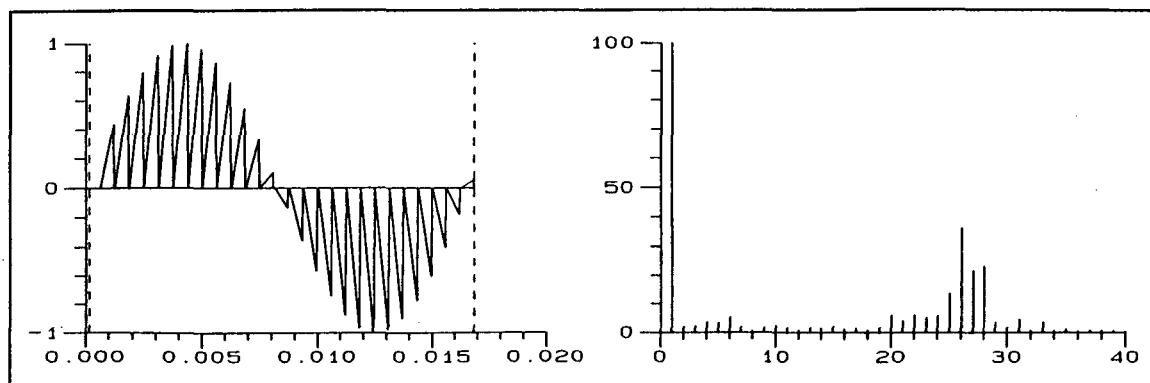
$$D \leq 1 - \frac{\alpha}{2} \quad (2.8)$$

2.4 - ANÁLISE HARMÔNICA DA CORRENTE DE ENTRADA

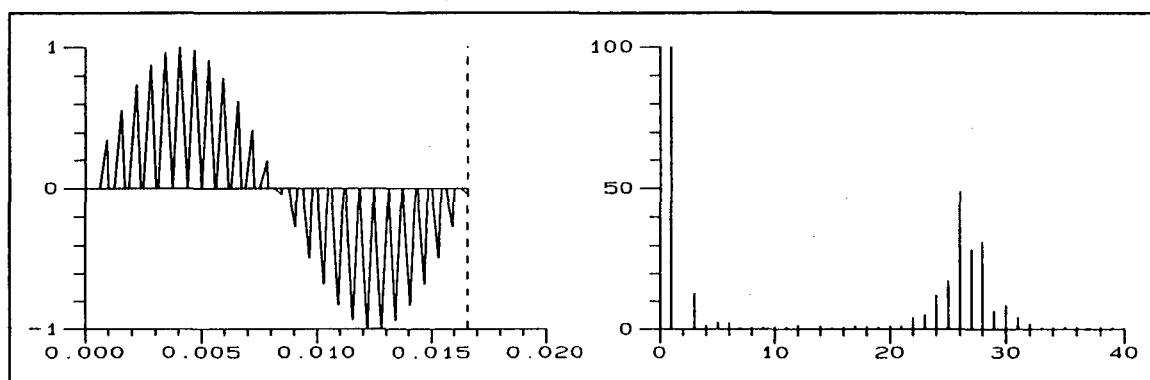
2.4.1 CONVERSOR SEM FILTRO NA ENTRADA

Através das equações (2.2) e (2.4) que definem os picos de corrente e os tempos de extinção dos mesmos respectivamente, foi implementada uma sub-rotina que gera a forma de onda da corrente de entrada normalizada, tendo como parâmetros a relação α , a frequência de chaveamento e a razão cíclica (APÊNDICE 2A). Com o programa DSN [22] plota-se as Figuras 2.3 a, b e c, que mostram as formas de onda da corrente de entrada para diferentes valores de α ; 0,1; 0,5 e 0,9 respectivamente, acompanhadas de suas análises harmônicas.

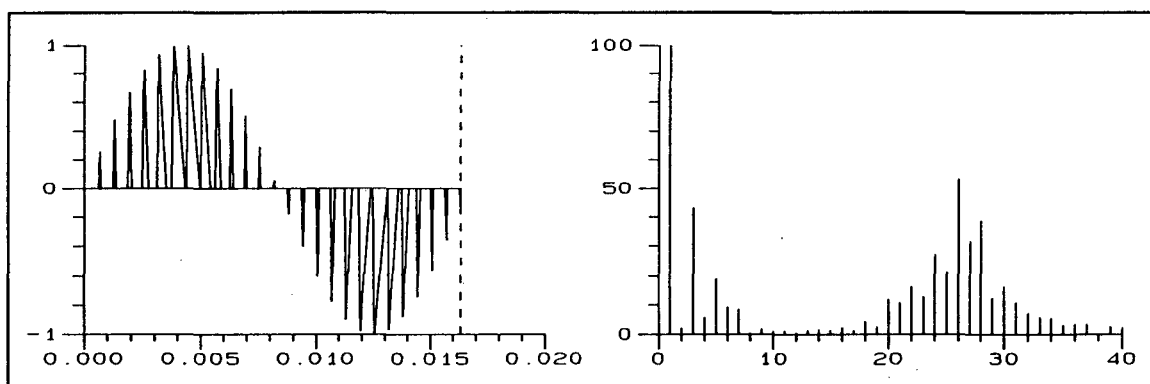
A frequência utilizada foi de 800 Hz para facilitar a compreensão das figuras, e a razão cíclica utilizada é máxima, dada por (2.7).



(a)



(b)



(c)

Fig.2.3 Corrente de entrada e análise harmônica para diferentes valores de α a) $\alpha = 0,1$; b) $\alpha = 0,5$; c) $\alpha = 0,9$

Pode-se verificar em todas as figuras o forte conteúdo harmônico que aparece na 26ª harmônica (2 vezes a frequência de chaveamento). Constata-se também a presença de harmônicas de

baixa frequência, devido a modulação do tempo de desmagnetização t_d (equação (2.4)). Estas harmônicas crescem a medida que α aumenta.

É importante que além de um filtro para eliminar as harmônicas de $2.f_{sw}$, se tenha uma relação de equivalência entre o fator de potência ou THD e a razão α .

2.4.2. CONVERSOR COM FILTRO

Considerando que um filtro elimine as harmônicas de alta frequência, é importante relacionar o conteúdo harmônico restante com o fator α . Esta relação é obtida baseado na referência [4].

Pode-se aproximar a corrente de entrada para meio período da rede, pelo valor médio instantâneo da corrente sobre o indutor *boost*.

$\overline{I_{L_{b_{sw}}}}$ = valor médio da corrente sobre o indutor *boost* para um período de chaveamento qualquer.

Reescrevendo a equação (1.57) tem-se:

$$\overline{I_{L_{b_{sw}}}} = \frac{I_p}{T} \cdot (t_c + t_d) \quad (2.9)$$

Substituindo as equações (2.2) e (2.4) em (2.9) chega-se a representação do valor médio instantâneo da corrente em L_b , conseqüentemente à corrente de entrada:

$$i_1(w.t) = \frac{V_p \cdot t_c \cdot \text{sen}(w.t)}{T \cdot L_b} \cdot (t_c + \frac{\alpha \cdot \text{sen}(w.t)}{1 - \alpha \cdot \text{sen}(wt)} \cdot t_c) \quad (2.10)$$

Substituindo $t_c = (D - \frac{1}{2}) \cdot T$ e α :

$$i_1(w.t) = k \cdot (\frac{\alpha \cdot \text{sen}(w.t)}{1 - \alpha \cdot \text{sen}(w.t)}) \quad (2.11)$$

onde,

$$k = \frac{(D - 0,5)^2 \cdot T \cdot V'_0}{L_b} \quad (2.12)$$

O fator de potência é dado por:

$$f.p = \frac{P_1 \text{ (Watts)}}{V_{S1} \cdot I_{RMS}} \quad (2.13)$$

onde,

P_1 = Potência ativa de entrada (Watts).

V_{S1} = Valor eficaz da tensão de entrada, considerada livre de harmônicas.

I_{RMS} = Corrente RMS total, considerando todas as harmônicas.

$$P_1 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} [V_1(w.t) \cdot i_1(wt)] dw.t \quad (2.14)$$

Substituindo as equações (2.1) e (2.10) em (2.14) chega-se a:

$$P_1 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} [V_p \cdot \text{sen}(w.t) \cdot k \cdot \frac{\alpha \cdot \text{sen}(w.t)}{1 - \alpha \cdot \text{sen}(w.t)}] dw.t \quad (2.15)$$

$$P_1 = \frac{V_p \cdot k \cdot \alpha \cdot y}{\pi} \quad (2.16)$$

onde,

$$y = \int_0^{\pi} \frac{\text{sen}^2(w.t)}{1 - \alpha \cdot \text{sen}(w.t)} dw.t \quad (2.17)$$

A corrente eficaz total pode ser calculada por:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} [i_1^2(w.t)] dw.t} \quad (2.18)$$

Substituindo a equação (2.10) em (2.18) chega-se a:

$$I_{RMS} = \frac{k \cdot \alpha \cdot \sqrt{Z}}{\sqrt{\pi}} \quad (2.19)$$

onde,

$$z = \int_0^{\pi} \left[\frac{\text{sen}(w.t)}{1 - \alpha \cdot \text{sen}(w.t)} \right]^2 dw.t \quad (2.20)$$

Substituindo as equações (2.16) e (2.19) em (2.20), tem-se:

$$f.p = \frac{\sqrt{\pi} \cdot V_p \cdot k \cdot \alpha \cdot y}{\pi \cdot k \cdot \alpha \cdot \sqrt{z} \cdot V_{s1}} \quad \text{mas, } V_{s1} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (2.21)$$

então,

$$f.p = \frac{\sqrt{2} \cdot y}{\sqrt{\pi} \cdot \sqrt{z}} \quad (2.22)$$

Ao plotar a equação acima tem-se a Fig.2.4. E conclui-se que para se ter um fator de potência maior que 0,95; α deve ser menor que 0,8. Analisando em termos de THD menor que 5%, através da equação (A1.5) do Apêndice A, chega-se que $\alpha = \alpha_M < 0,3$.

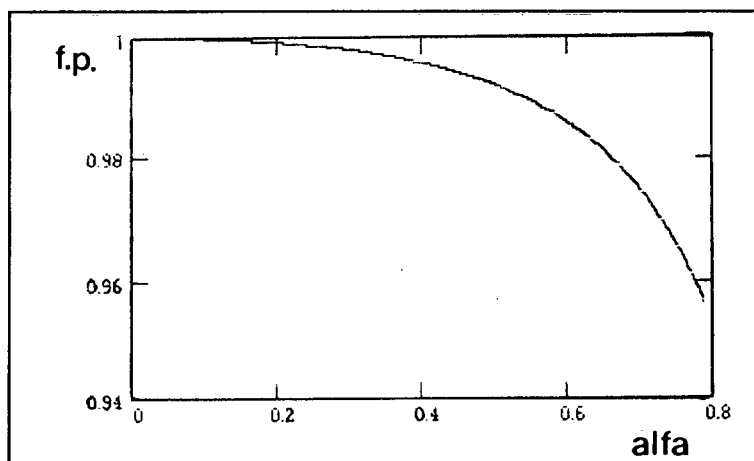


Fig.2.4 Fator de Potência X alfa

2.5 - RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO E TENSÃO SOBRE AS CHAVES EM FUNÇÃO DE α

A relação de transformação pode ser escrita como:

$$n = \frac{V_0'}{V_0} = \frac{V_p}{\alpha \cdot V_0} \quad (2.23)$$

α deve ser limitado segundo o critério do item 2.4.2 em α_M , daí:

$$n = \frac{V_p}{\alpha_M \cdot V_0} \quad (2.24)$$

O modo *Boost* de operação continua garantido, pois $\alpha < 1$. E a tensão sobre as chaves passa a ser dado por:

$$V_s = n \cdot V_0 = \frac{V_p}{\alpha_M} \quad (2.25)$$

Conclui-se que para se ter o conteúdo harmônico controlado, a tensão sobre as chaves encontrada é maior que a esperada no Capítulo 1.

2.6 - CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A corrente de saída do conversor para um período de chaveamento é mostrado na Fig.2.5.

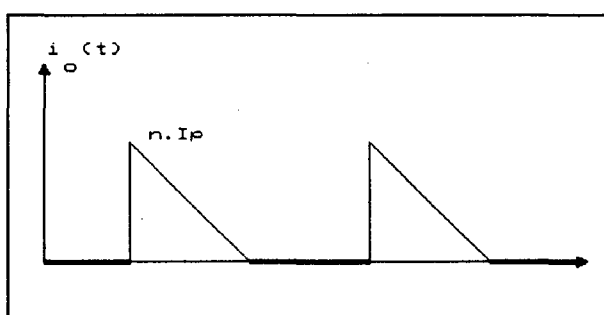


Fig.2.5 Corrente de saída para um período de chaveamento

Definindo-se:

I_0 = Corrente média na saída

$I_{0_{sw}}$ = Corrente média na saída para um período de chaveamento

Pode-se escrever que:

$$I_{0_{sw}} = \frac{2}{T} \cdot \frac{n \cdot I_p \cdot t_d}{2} \quad (2.26)$$

Utilizando as equações (2.2) e (2.4) em (2.26) tem-se:

$$I_{0_{sw}}(wt) = \frac{n}{T} \cdot \frac{V_p \cdot |\text{sen}(w.t)|}{L_b} \cdot t_c \cdot \frac{\alpha \cdot \text{sen}(w.t)}{1 - \alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|} \cdot t_c \quad (2.27)$$

Substituindo a equação (1.7) em (2.27) chega-se a:

$$I_{0_{sw}}(w.t) = \frac{n \cdot V_p \cdot (D - \frac{1}{2})^2}{f_{sw} \cdot L_b} \cdot \frac{\alpha \cdot \text{sen}^2(w.t)}{1 - \alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|} \quad (2.28)$$

Pode-se escrever que:

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi [I_{0_{sw}}(w.t)] dw.t \quad (2.29)$$

Substituindo a equação (2.28) em (2.29):

$$I_0 = \frac{n \cdot V_p \cdot (D - \frac{1}{2})^2}{\pi \cdot f_{sw} \cdot L_b} \cdot \alpha \cdot \int_0^\pi \left[\frac{\text{sen}^2(w.t)}{1 - \alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|} \right] dw.t \quad (2.30)$$

Resolvendo a integral (APÊNDICE 3):

$$I_0 = \frac{n \cdot V_p \cdot (D - \frac{1}{2})^2}{2 \cdot \pi \cdot f_{sw} \cdot L_b} \cdot \left\{ -4 - 2 \cdot \frac{\pi}{\alpha} + \frac{4}{\alpha \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}} \cdot \left[\frac{\pi}{2} - \text{tg}^{-1} \left(\frac{-\alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right] \right\} \quad (2.31)$$

$$I_0 = \frac{n \cdot V_p \cdot (D - \frac{1}{2})^2 \cdot f(\alpha)}{2 \cdot \pi \cdot f_{sw} \cdot L_b} \quad (2.32)$$

onde,

$$f(\alpha) = -4 - \frac{2 \cdot \pi}{\alpha} + \frac{4}{\alpha \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}} \cdot \left[\frac{\pi}{2} - \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{-\alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right] \quad (2.33)$$

Definindo-se:

$$\frac{I_0}{n} = I'_0 \quad (2.34)$$

e

$$X_{Lb} = 2 \cdot \pi \cdot f_{sw} \cdot L_b \quad (2.35)$$

Pode-se escrever que:

$$I'_0 = \frac{V_p}{X_L} \cdot \left(D - \frac{1}{2} \right)^2 \cdot f(\alpha) \quad (2.36)$$

Normalizando a equação (2.36):

$$I'_{0_N} = I'_0 \cdot \frac{X_L}{V_p} \quad (2.37)$$

e

$$V'_{0_N} = \frac{1}{\alpha} = \frac{V'_0}{V_p} \quad (2.38)$$

Chega-se a expressão que representa a característica de saída do conversor, que pode ser vista na Fig.2.6.

$$I'_{0_N} = \left(D - \frac{1}{2} \right)^2 \cdot f \left(\frac{1}{V'_{0_N}} \right) \quad (2.39)$$

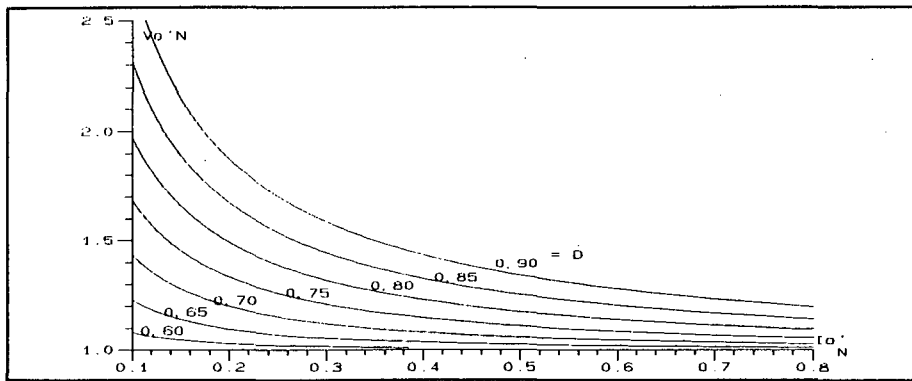


Fig.2.6 Característica de saída

Esta característica obtida é importante, e mostra como deve atuar a malha de controle sobre a razão cíclica, para controlar o fluxo de potência entregue à carga.

2.7 - INDUTÂNCIA BOOST

A indutância *boost* deve ser tal que garanta a condução descontínua durante todo o período da rede. A condição mais desfavorável é quando a potência for máxima e a tensão de entrada atinge o valor máximo V_p .

$$P_{0_{Max}} = V_0 \cdot I_{0_{Max}} \quad (2.40)$$

Substituindo $D = D_{max} = 1 - \frac{\alpha}{2}$ em (2.32) chega-se a:

$$I_{0_{Max}} = \frac{n \cdot V_p \cdot (1 - \alpha)^2 \cdot f(\alpha)}{4 \cdot X_L} \quad (2.41)$$

Utilizando a equação (2.40) em (2.41) e explicitando X_{Lb} tem-se:

$$X_{Lb} = \frac{n \cdot V_p}{4 \cdot P_{0_{Max}}} \cdot (1 - \alpha)^2 \cdot f(\alpha) \cdot V_0 \quad (2.42)$$

Como $V_0 = \frac{V_p}{n \cdot \alpha}$, então:

$$X_{Lb} = \frac{V_p^2 \cdot (1 - \alpha)^2 \cdot f(\alpha)}{4 \cdot P_{0_{Max}} \cdot \alpha} \quad (2.43)$$

Normalizando a equação (2.43):

$$X_{Lb_N} = X_{Lb} \cdot \frac{4 \cdot P_{0_{Max}}}{V_p^2} \quad (2.44)$$

$$X_{Lb_N} = \frac{(1 - \alpha)^2 \cdot f(\alpha)}{\alpha} \quad (2.45)$$

Com esta equação chega-se ao ábaco da Fig.2.7, que relaciona a reatância indutiva normalizada em função de α .

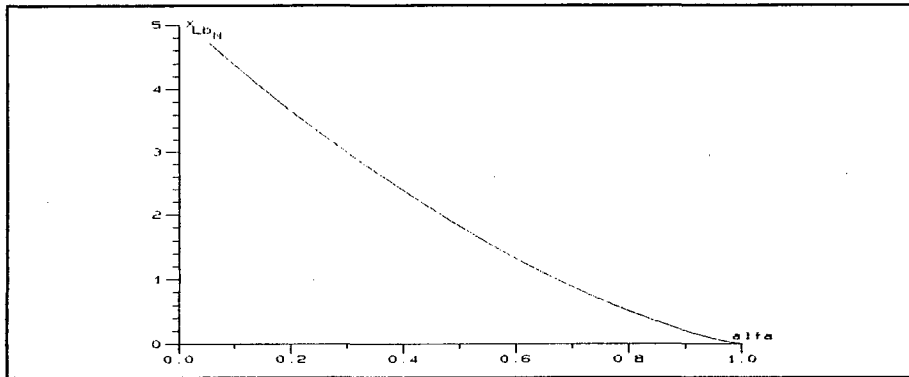


Fig.2.7 Reatância Indutiva Boost Normalizada X α

2.8 - CORRENTE DE PICO MÁXIMA

A corrente de pico máxima ocorre na máxima potência e quando $w \cdot t = \frac{\pi}{2}$, então:

$$I_{p_{Max}} = \frac{V_p \cdot t_{c_{Max}}}{L_b} \quad (2.46)$$

Utilizando a máxima razão cíclica, dada pela equação (2.27), para

se chegar a $t_{C_{max}}$, e substituindo-a em (2.46), tem-se:

$$I_{P_{Max}} = \frac{V_p \cdot (1 - \alpha)}{2 \cdot f_{SW} \cdot L_b} \quad (2.47)$$

$$I_{P_{Max}} = \frac{V_p \cdot \pi \cdot (1 - \alpha)}{X_{Lb}} \quad (2.48)$$

Substituindo a equação (2.43) em (2.48) chega-se a:

$$I_{P_{Max}} = \frac{4 \cdot \pi \cdot \alpha \cdot P_{0_{Max}}}{V_p \cdot (1 - \alpha) \cdot f(\alpha)} \quad (2.49)$$

Normalizando a equação (2.49):

$$I_{P_{MaxN}} = I_{P_{Max}} \cdot \frac{V_p}{4 \cdot \pi \cdot P_{0_{Max}}} \quad (2.50)$$

então:

$$I_{P_{MaxN}} = \frac{\alpha}{(1 - \alpha) \cdot f(\alpha)} \quad (2.51)$$

Com esta equação chega-se ao ábaco da Fig.2.8 que relaciona o pico máximo normalizado da corrente no indutor em função de α .

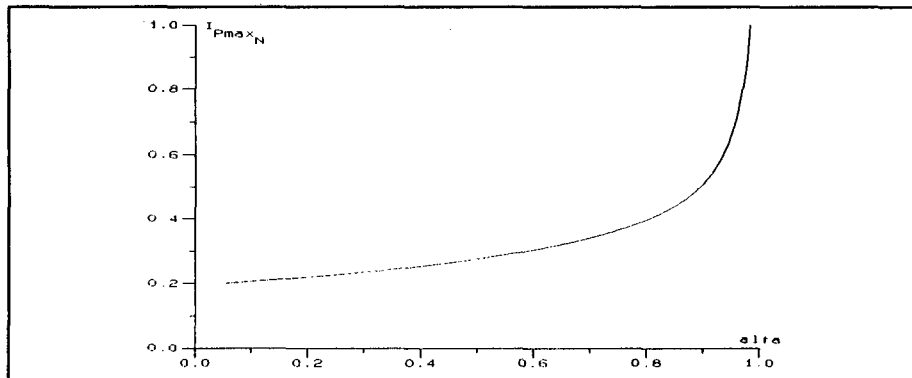


Fig.2.8 Corrente de pico máxima Normalizada X α

Com o ábaco da Fig.2.7 pode-se obter a indutância boost

para que o conversor opere em condução descontínua durante todo o período da rede e em toda a faixa de potência. E a Fig.2.8 mostra qual será o pico máximo de corrente sobre este indutor e as chaves nesta potência. É importante observar que este pico de corrente aumenta com a elevação de α .

2.9 - ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

Para se obter os esforços nos semicondutores basta tomar as equações do Capítulo 1 e seguir os seguintes passos:

Substituir E por $V_1(w.t)$,

Trocar $\frac{V_p}{V_0}$ por α ,

fazer $D = D_{Max} = 1 - \frac{\alpha}{2}$

e integrar devidamente ao longo do período da rede.

Estes cálculos são apresentados no APÊNDICE 4. Os ábacos correspondentes são mostrados nas Figs. 2.9.

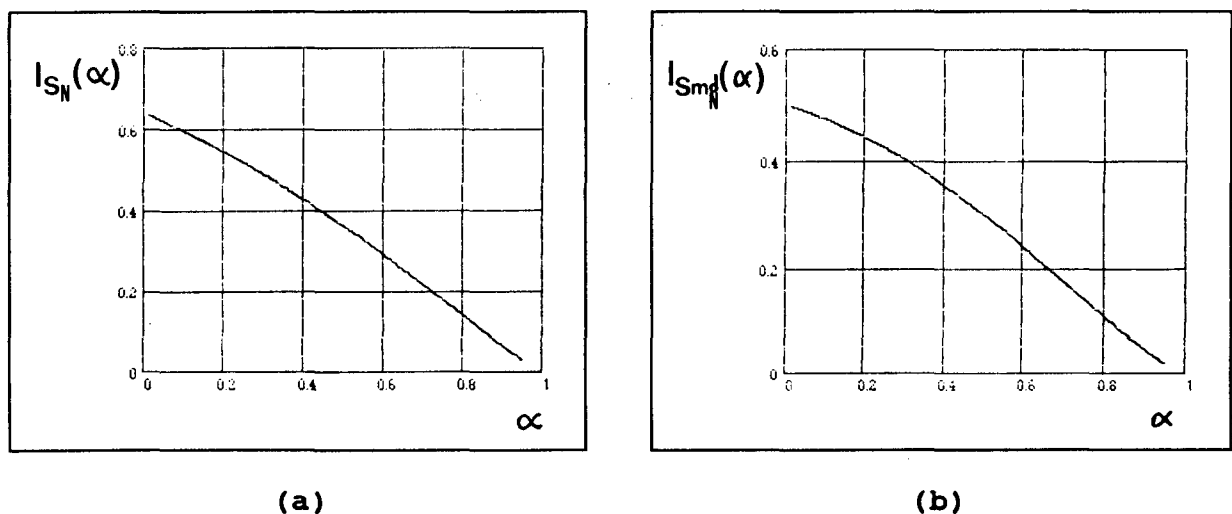


Fig.2.9. Ábacos dos esforços nas chaves

a, b - Correntes eficaz e média normalizada nas Chaves X α

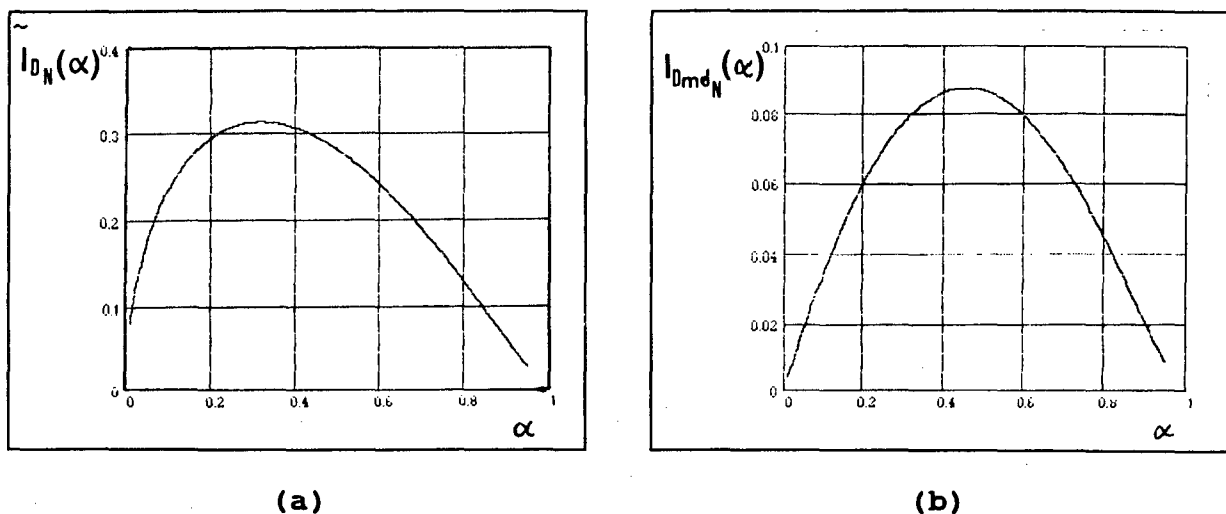


Fig.2.10. Ábacos dos esforços nos diodos de saída
a, b - Correntes eficaz e média normalizada nos Diodos X α

2.10 CONCLUSÕES

A correção do fator de potência com o conversor operando no modo *boost* em condução descontínua apresenta vantagens notórias do ponto de vista da simplicidade.

Entretanto, para se obter baixo conteúdo harmônico na corrente de entrada ($THD < 5\%$), é preciso que a razão entre o pico da tensão de entrada e a tensão de saída referida ao primário seja menor que 0,3, aumentando a relação de transformação, e em consequência a tensão sobre as chaves.

Potências elevadas levam a picos elevados na corrente de entrada, aumentando os *stresses* e as perdas em condução nos semicondutores.

MOSFET's para tensões e correntes elevadas são de custo elevado e apresentam resistência de condução alta em relação aos demais.

Com auxílio dos ábacos apresentados e algumas relações do APÊNDICE 4, é possível se chegar ao dimensionamento do conversor. Contudo esta opção será descartada em função das especificações exigidas e das desvantagens citadas acima.

CAPÍTULO 3

ESTUDO DO CONVERSOR COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA EM CONDUÇÃO CONTÍNUA E FREQUÊNCIA FIXA

3.1 - INTRODUÇÃO

Um diagrama de blocos do conversor operando em condução contínua com fator de potência unitário e frequência de chaveamento fixa é mostrado na Fig.3.1.

Para manter o fator de potência unitário na entrada e controlar a tensão de saída, o conversor deve possuir duas malhas de controle. A mais interna, malha de corrente (pontilhado na Fig.3.1), garante uma corrente senoidal na entrada, em fase com a tensão. E a mais externa, malha de tensão (linha cheia na Fig.3.1), faz o controle da tensão de saída e do fluxo de potência.

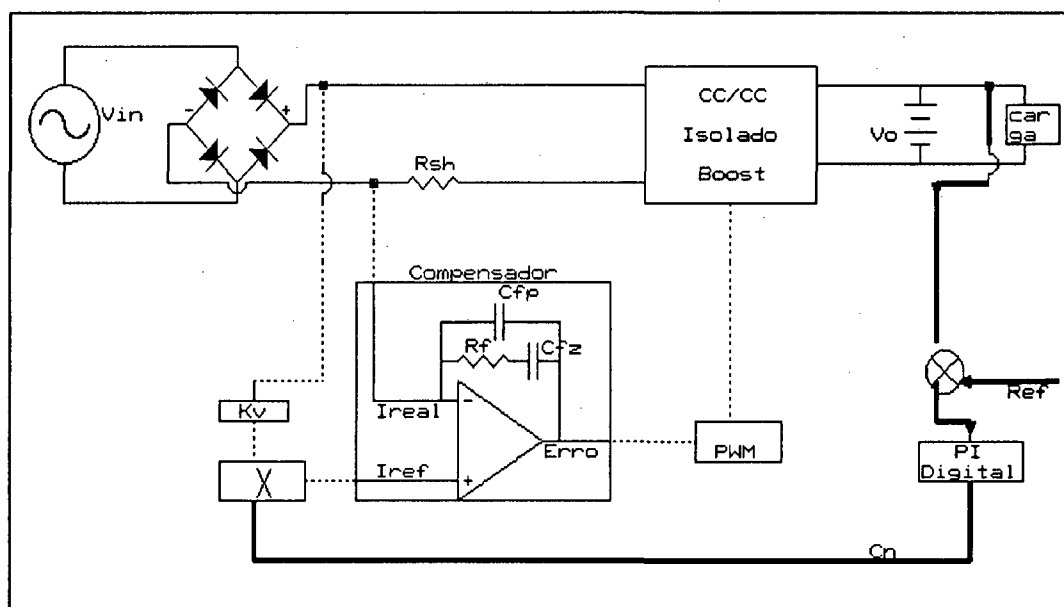


Fig.3.1 Diagrama de Blocos - CFP Modo Contínuo e Frequência fixa

A imposição de corrente na entrada pode ser efetuada de diversas maneiras [5]. Entretanto, trabalhando com frequência fixa são obtidas vantagens a nível de projeto do transformador de potência e filtros de entrada e saída.

Um sinal de tensão obtido após o retificador de entrada (bloco k_v), é multiplicado pelo ganho C_n proveniente da malha de tensão, e gera a referência de corrente a ser imposta pelo controle.

No bloco compensador é feita a comparação entre esta referência e a corrente real, obtida através do resistor *shunt* R_{sh} , gerando um sinal que define a razão cíclica de cada período de chaveamento. Este controle é conhecido por controle no modo corrente média [1,2,7,10].

O controle das grandezas de saída é feito por um regulador proporcional-integral, que define o ganho da malha de corrente C_n , alterando assim a referência de corrente a ser imposta na entrada.

As vantagens deste modo de operação quando comparados com aquele mostrado no Capítulo 2 são de apresentar baixos valores de THD e fator de potência praticamente unitário com baixos *stress* de corrente e menores níveis de tensão aplicados sobre as chaves. Em contrapartida seu controle é mais complexo.

Este capítulo tem por objetivo apresentar o conversor *Full-Bridge* operando no modo contínuo com correção ativa do fator de potência sob frequência de chaveamento constante, fazer uma análise da distorção harmônica da corrente de entrada, analisar seu dimensionamento e suas limitações.

3.2 - RIPPLE DE CORRENTE E INDUTÂNCIA BOOST

$I_{rip}(w.t)$ é definido como sendo o *ripple* pico a pico da corrente sobre o indutor para qualquer ponto de operação num período da rede, como mostra a Fig.3.2.

E ainda, como a frequência de chaveamento muito maior que a frequência da rede, a tensão de entrada pode ser dita constante a cada período T . Portanto pode-se escrever que:

$$t_c = \frac{L_b \cdot I_{rip}}{V_1} \quad (3.1)$$

$$t_d = \frac{L_b \cdot I_{rip}}{V'_0 - V_1} \quad (3.2)$$

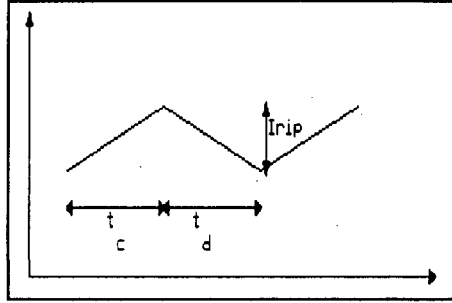


Fig.3.2 Ripple de Corrente no Indutor Boost

Sabendo que:

$$t_c + t_d = \frac{T}{2} \quad (3.3)$$

Então, substituindo as equações (3.1) e (3.2) em (3.3), tem-se o ripple de corrente para qualquer ponto de operação:

$$I_{rip}(w.t) = \frac{V_1(w.t) \cdot (V'_0 - V_1(w.t))}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_b \cdot V'_0} \quad (3.4)$$

Derivando a equação (3.4) em relação a $V_1(w.t)$ e igualando a zero, acha-se sob que condição ocorre o máximo ripple:

$$\frac{d[I_{rip}(w.t)]}{d[V_1(w.t)]} = \frac{1}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_b \cdot V'_0} \cdot [V'_0 - 2 \cdot V_1(w.t)] = 0 \quad (3.5)$$

$$\Rightarrow V_1(w.t) = \frac{V'_0}{2} \quad (3.6)$$

Substituindo a equação (3.6) e (3.4) tem-se a corrente de ripple máxima:

$$I_{rip_M} = \frac{V'_0}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_b} \quad (3.7)$$

Deste modo, a indutância *boost* em função do *ripple* máximo é dada por:

$$L_b = \frac{V'_0}{8 \cdot f_{sw} \cdot I_{rip_M}} \quad (3.8)$$

3.3. CORRENTE DE ENTRADA E ANÁLISE HARMÔNICA

O controle irá impor uma corrente que se aproxima de uma senóide. Esta será a sobreposição de uma forma de onda senoidal com um *ripple* definido pela equação (3.4).

Pode-se então discretizar a corrente de entrada da seguinte maneira :

$$i_1(w.t_i) = I_m \cdot \text{sen}(w.t_i) + (-1)^i \cdot \frac{I_{rip}(w.t_i)}{2} \quad (p/ i = 1, 2, \dots, 4 \times f_{sw}) \quad (3.9)$$

Levando a equação (3.4) em (3.9) chega-se a:

$$i_1(w.t) = I_m \cdot \text{sen}(w.t_i) + (-1)^i \cdot \frac{V_p \cdot \text{sen}(w.t_i) \cdot [V'_0 - V_p \cdot \text{sen}(w.t_i)]}{4 \cdot f_{sw} \cdot L_b \cdot V'_0} \quad (3.10)$$

Substituindo α e I_{rip_M} :

$$i_1(w.t_i) = I_m \cdot \text{sen}(w.t_i) + (-1)^i \cdot [\alpha \cdot \text{sen}(w.t_i) - \alpha^2 \cdot \text{sen}^2(w.t_i)] \cdot 2 \cdot I_{rip_M} \quad (3.11)$$

Como a corrente de entrada depende diretamente da potência de saída, o valor de I_m para qualquer potência é dado por:

$$I_m = I_{m_{nominal}} \cdot P\% \quad (3.12)$$

Onde, $P\% = \frac{P_0}{P_{0_{nominal}}}$ é a Potência Percentual (3.13)

Definindo-se:

$$r\% = \frac{I_{rip_M}}{I_{m_{nominal}}} \quad \text{como Ripple Percentual} \quad (3.14)$$

Substituindo as equações (3.12) e (3.14) em (3.11) tem-se:

$$i_1(w.t_i) = P\%.I_{m_{nominal}}.\text{sen}(w.t_i) + (-1)^i.2.r\%.I_{m_{nominal}}. \\ .[\alpha.\text{sen}(w.t_i) - \alpha^2.\text{sen}^2(w.t_i)] \quad (3.15)$$

$$(p/i = 1, 2, \dots, 4 \times f_{sw})$$

Normalizando a equação (3.15) em relação a $I_{m_{nominal}}$:

$$\frac{i_1(w.t_i)}{I_{m_{nominal}}} = i_{1_N}(w.t_i) \quad (3.16)$$

$$i_{1_N}(w.t_i) = P\%.\text{sen}(w.t_i) + (-1)^i.2.r\%. [\alpha.\text{sen}(w.t_i) - \alpha^2.\text{sen}^2(w.t_i)] \quad (3.17)$$

$$(p/i = 1, 2, \dots, 4 \times f_{sw})$$

Com a equação (3.17) e uma sub-rotina apresentada no APÊNDICE 2.B tem-se a forma de onda da corrente de entrada normalizada, para qualquer situação de potência, ripple, frequência e relação α .

São apresentadas abaixo algumas dessas curvas acompanhadas de suas respectivas análises harmônicas (Figuras 3.3, 3.4 e 3.5), obtidas com o programa DSN [22]. E em seguida algumas conclusões importantes.

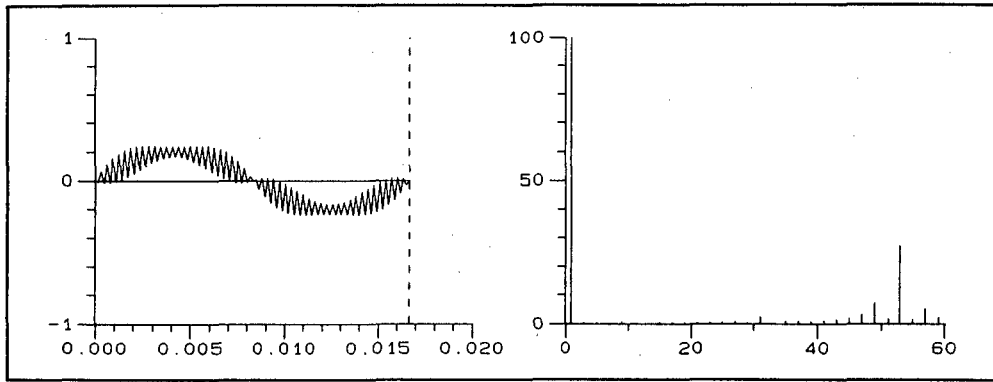


Fig.3.3a - Corrente de entrada normalizada e análise harmônica
 para $\alpha = 0,9$ $P\% = 20 \%$ $r\% = 20\%$

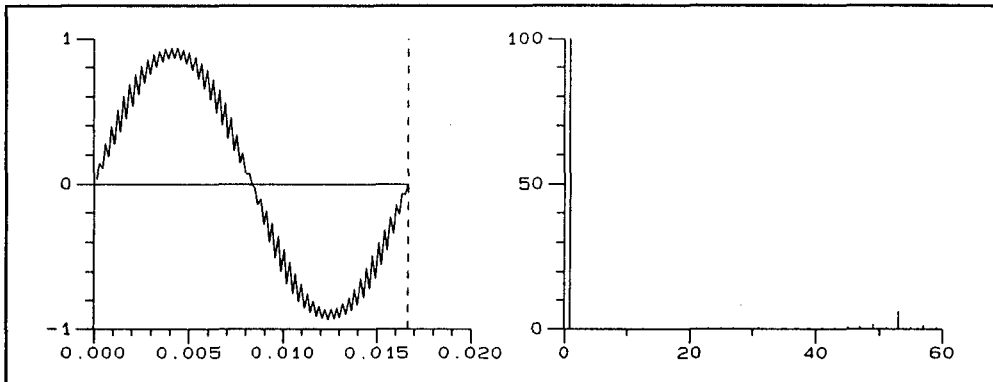


Fig.3.3b - Corrente de entrada normalizada e análise harmônica
 para $\alpha = 0,9$ $P\% = 90 \%$ $r\% = 20\%$

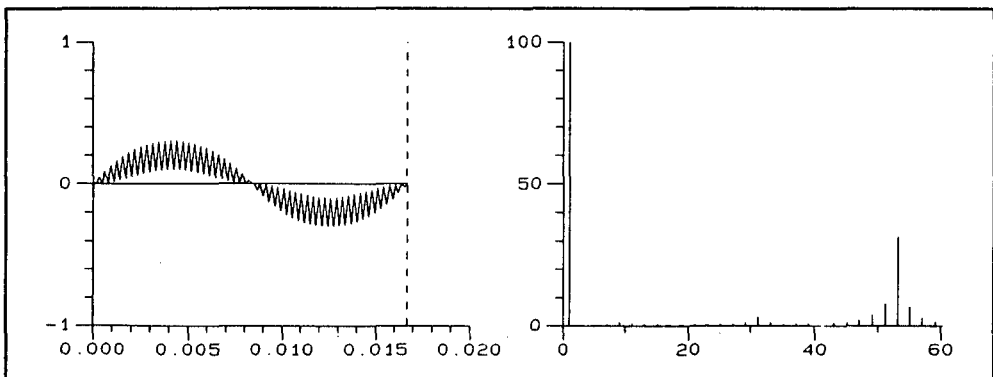


Fig.3.4a - Corrente de entrada normalizada e análise harmônica
 para $\alpha = 0,5$ $P\% = 20 \%$ $r\% = 20\%$

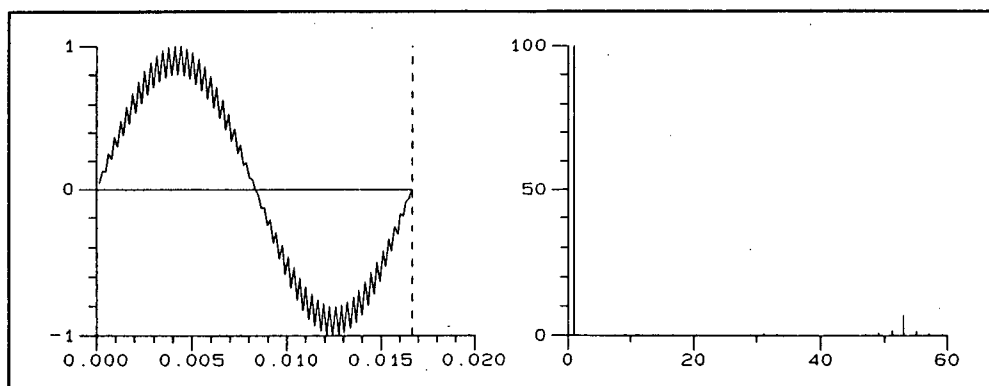


Fig.3.4b - Corrente de entrada normalizada e análise harmônica
para $\alpha = 0,5$ $P\% = 90 \%$ $r\% = 20\%$

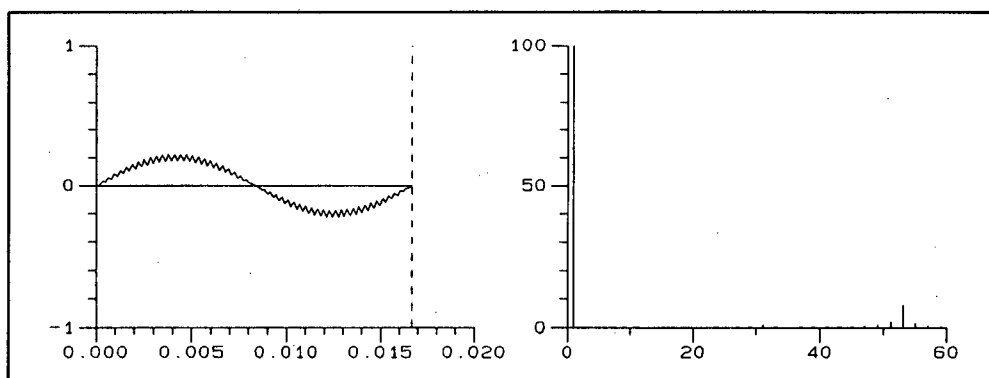


Fig.3.5a - Corrente de entrada normalizada e análise harmônica
para $\alpha = 0,5$ $P\% = 20 \%$ $r\% = 5\%$

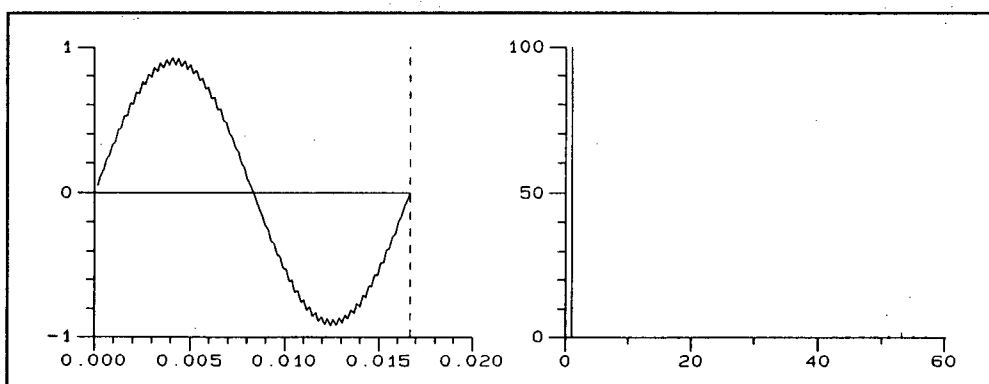


Fig.3.5b - Corrente de entrada normalizada e análise harmônica
para $\alpha = 0,5$ $P\% = 90 \%$ $r\% = 5\%$

Pode-se observar das figuras apresentadas:

1. O conteúdo harmônico encontra-se todo em torno de duas vezes a frequência de chaveamento.
2. Este conteúdo é diretamente proporcional ao *ripple* percentual e inversamente proporcional à potência percentual.
3. A alteração no valor de α não introduz harmônicos de baixa frequência e afeta pouco o conteúdo harmônico de alta frequência.
4. Pode-se observar claramente que o máximo *ripple* ocorre segundo a equação (3.6).
5. Para manter THD < 5% e conseguir um projeto segundo as diretivas do IEC 555-2 basta definir adequadamente um *ripple* percentual, como será visto no item seguinte. Além disto, na prática, um pequeno capacitor C_p é colocado entre a ponte retificadora e o conversor, formando um pequeno filtro com a indutância da linha, atenuando as harmônicas de alta frequência.

3.4 - DEFINIÇÃO DO RIPPLE PARA ATENDER AS RESTRIÇÃO DE MÁXIMO CONTEÚDO HARMÔNICO DA CORRENTE DE ENTRADA

Assumindo que todo conteúdo harmônico se encontra na frequência do *ripple* f_{rip} , ou seja, duas vezes a frequência de chaveamento, a Distorção Harmônica Total é dada por:

$$THD\% = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{1_n}^2}}{I_{1_1}} \quad (3.18)$$

Pode então ser escrita como:

$$THD\% = 100 \cdot \frac{I_{1_{f_{rip}}}}{I_{1_1}} \quad (3.19)$$

Onde,

I_{1_n} = Valor eficaz da harmônica de ordem n

I_{1_1} = Valor eficaz da fundamental

$I_{1_{f_{rip}}}$ = Valor eficaz da harmônica na frequência de *ripple*

As correntes eficazes da equação (3.19) são dadas por:

$$I_{1_1} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (3.20)$$

$$I_{1_{f_{rip}}} \approx \frac{\frac{I_{rip_M}}{2}}{\sqrt{2}} \quad (3.21)$$

Substituindo a equação (3.12) em (3.20) e (3.14) em (3.21), chega-se respectivamente a:

$$I_{1_1} = \frac{I_{m_{nominal}}}{\sqrt{2}} \cdot P\% \quad (3.22)$$

$$I_{1_{f_{rip}}} = \frac{I_{m_{nominal}}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot r\% \quad (3.23)$$

Voltando com as equações (3.22) e (3.23) em (3.19):

$$THD\% = \frac{r\%}{2 \cdot P\%} \cdot 100 \quad (3.24)$$

Esta equação apresenta qual deve ser o *ripple* percentual para que em uma determinada potência se tenha um THD especificado. Limitando THD em 5%, conclui-se que:

$$r\% = \frac{P\%}{10} \quad (3.25)$$

Considerando agora a atenuação **KA** dada pelo pequeno filtro na entrada, de modo análogo pode-se escrever:

$$THD\% = 100 \cdot \frac{I_{1_{f_{rip}}} \cdot KA}{I_{1_1}} \quad (3.26)$$

$$THD\% = \frac{r\% \cdot KA}{2 \cdot P\%} \cdot 100 \quad (3.27)$$

Limitando THD em 5%:

$$r\% = \frac{P\%}{10 \cdot KA} \quad (3.28)$$

Calculando o *ripple* percentual dado pela equação (3.28), com (3.14) acha-se o *ripple* máximo e em seguida, com (3.8) a indutância *boost*.

3.5 - RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO E TENSÃO SOBRE AS CHAVES

Como foi visto na seção anterior a distorção harmônica não depende de α , portanto para se definir n , basta garantir modo *boost* de operação durante todo o período da rede. Sabe-se que:

$$n \cdot V_{0_{\min}} > V_{P_{\max}}$$

No limite :

$$n = \frac{V_{P_{\max}}}{V_{0_{\min}}} \quad (3.29)$$

Resultando a tensão sobre a chave de:

$$V_s = n \cdot V_{0_{\max}} \quad (3.30)$$

ou

$$V_s = V_{P_{\max}} \cdot \frac{V_{0_{\max}}}{V_{0_{\min}}} \quad (3.31)$$

3.6 - CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

Durante o tempo t_c vale a seguinte equação:

$$(a) \rightarrow |V_1(w.t)| - L_b \cdot \frac{di_{L_b}}{dt} = 0 \quad (3.32)$$

Durante o tempo t_d vale:

$$(b) \rightarrow |V_1(w.t)| - L_b \cdot \frac{di_{L_b}}{dt} - V'_0 = 0 \quad (3.33)$$

Assumindo que a frequência de chaveamento é muito maior que a frequência da rede, pode-se combinar as duas equações acima através da soma dos valores médios [3], resultando em:

$$(c) \rightarrow \frac{1}{T} \cdot [(a) \cdot (D - \frac{1}{2}) \cdot T] + \frac{1}{T} \cdot [(b) \cdot (1 - D) \cdot T] = 0$$

daí:

$$(c) \rightarrow |V_1(w.t)| - L_b \cdot \frac{di_{L_b}}{dt} - 2 \cdot (1-D) \cdot V'_0 = 0 \quad (3.34)$$

definindo-se:

$$d' = (1 - D) \quad (3.35)$$

então,

$$d' = \frac{|V_1(w.t)| - L_b \cdot \frac{di_{L_b}}{dt}}{2 \cdot V'_0} \quad (3.36)$$

Como a corrente no indutor acompanha muito de perto a referência, chega-se a:

$$R_{sh} \cdot i_{L_b}(w.t) \approx V_{ref}(w.t) = k_v \cdot C_n \cdot V_p \cdot |\text{sen}(w.t)| \quad (3.37)$$

$$\frac{di_{L_b}}{dt} = \frac{k_v \cdot C_n \cdot V_p}{R_{sh}} \cdot w \cdot \cos(w \cdot t) \quad (3.38)$$

Substituindo a equação (3.38) em (3.36) obtém-se:

$$d' = \frac{V_p \cdot |\text{sen}(w \cdot t)| - \left(\frac{k_v \cdot C_n \cdot V_p \cdot w \cdot L_b}{R_{sh}} \right) \cdot \cos(w \cdot t)}{2 \cdot V_0'} \quad (3.39)$$

Esta equação mostra como a razão cíclica varia ao longo do período da rede para obter a correção do fator de potência. Com isto pode-se calcular a corrente média na saída e finalmente a característica de saída.

A corrente média na saída para um período de chaveamento é dada por:

$$I_{0_{sw}} = 2 \cdot n \cdot I \cdot (1-D) \quad (3.40)$$

Substituindo as equações (3.37) e (3.39) em (3.40) obtém-se:

$$I_{0_{sw}}(w \cdot t) = 2 \cdot n \cdot \frac{k_v \cdot C_n \cdot V_p}{R_{sh}} \cdot |\text{sen}(w \cdot t)|.$$

$$\left\{ \frac{V_p \cdot |\text{sen}(w \cdot t)| - \left(\frac{k_v \cdot C_n \cdot V_p \cdot w \cdot L_b}{R_{sh}} \right) \cdot \cos(w \cdot t)}{2 \cdot V_0'} \right\} \quad (3.41)$$

Pode-se escrever que:

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi I_{0_{sw}}(w \cdot t) \, dw \cdot t \quad (3.42)$$

Então, utilizando (3.41) em (3.42):

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{2 \cdot n \cdot k_v \cdot C_n \cdot V_p}{R_{sh}} \cdot \left\{ \int_0^\pi \frac{V_p}{2 \cdot V_0'} \cdot \text{sen}^2(w \cdot t) \, dw \cdot t - \right. \\ \left. - \int_0^\pi \frac{k_v \cdot C_n \cdot w \cdot L_b \cdot V_p}{2 \cdot R_{sh} \cdot V_0'} \cdot \cos(wt) \cdot \text{sen}(w \cdot t) \, dw \cdot t \right\} \quad (3.43)$$

$$I_0 = \frac{n \cdot k_v \cdot C_n \cdot V_p^2}{2 \cdot R_{sh} \cdot n \cdot V_0} \quad (3.44)$$

Normalizando a equação (3.44):

$$I_{0_N} = \frac{2 \cdot R_{sh}}{k_v \cdot V_p} \cdot I_0 \quad (3.45)$$

$$V_{0_N} = \frac{V_0}{V_p} \quad (3.46)$$

Chega-se à expressão que define a característica de saída mostrada na Fig.3.6.

$$I_{0_N} = \frac{C_n}{V_{0_N}} \quad (3.49)$$

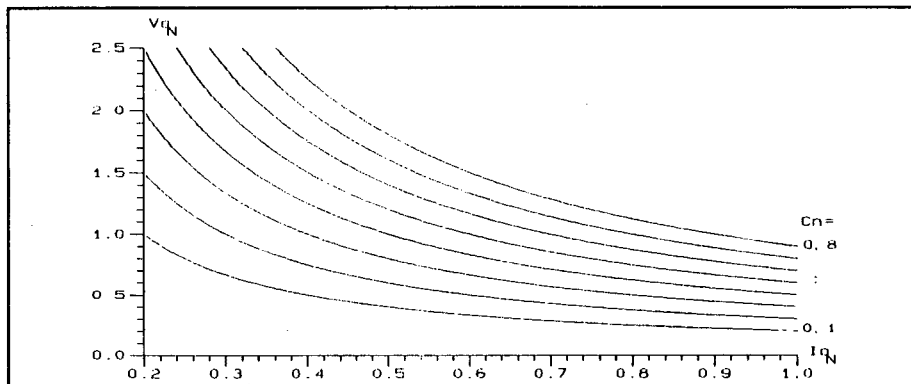


Fig.3.6 Característica de Saída

3.7 - ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

A razão cíclica varia com o tempo segundo a expressão (3.48), calculada a partir da substituição de α em (3.39) :

$$D = 1 - \frac{\alpha}{2} \cdot |\text{sen}(w.t)| - \frac{k.\alpha}{2} \cdot \cos(w.t) \quad (3.48)$$

onde,

$$k = \frac{k_v \cdot C_n \cdot w \cdot L_b}{R_{sh}} \quad (3.49)$$

Para se obter os esforços nos semicondutores basta substituir I por $I_m \cdot \text{sen}(w.t)$ e a razão cíclica, dada por (3.48) nas expressões do Capítulo 1, integrando-as devidamente ao longo de um período da rede. Esta manipulação matemática é apresentada no APÊNDICE 5. Os ábacos correspondentes são apresentados nas Figs.3.7, 3.8, e 3.9, além de repetidas algumas equações relevantes do Apêndice 5 (3.50 a, b e c).

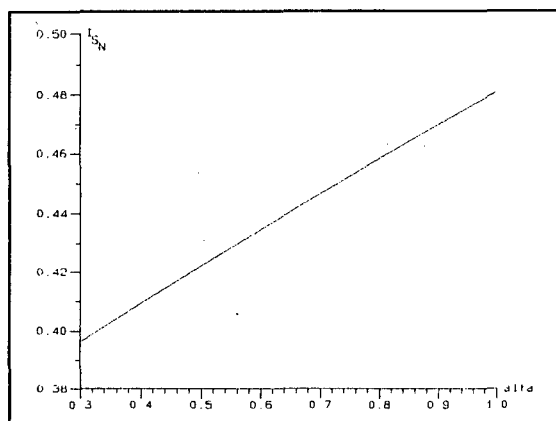


Fig.3.7 Corrente Eficaz Normalizada na chave

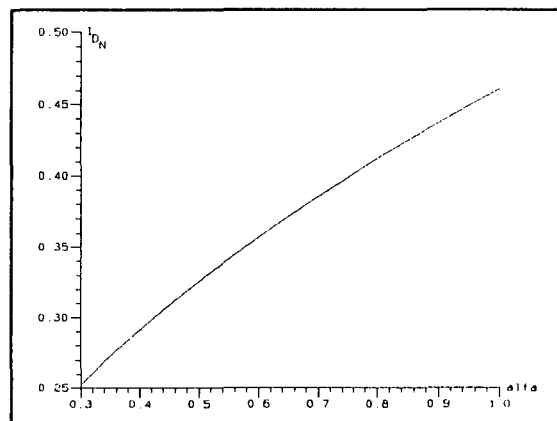


Fig.3.8 Corrente Eficaz Normalizada nos Diodos de Saída

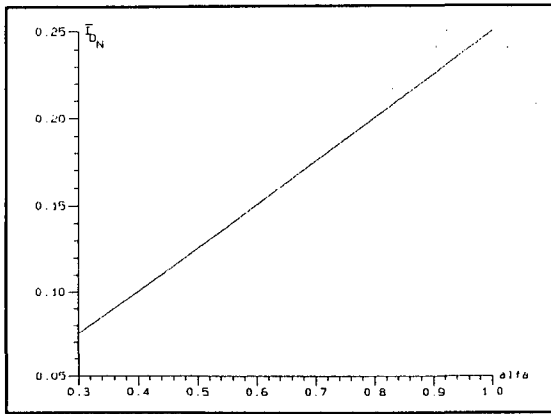


Fig.3.9 Corrente Média Normalizada nos Diodos de Saída

Corrente Média nas Chaves:

$$\overline{I}_S = \frac{I_m}{\pi} \quad (3.50.a)$$

Corrente de Pico nas Chaves:

$$I_{S_p} = I_{m_{\max}} = \frac{2 \cdot P_{0_{\max}}}{\eta \cdot V_{p_{\min}}} \quad (3.50.b)$$

Corrente de Pico nos Diodos:

$$I_{D_p} = n \cdot I_{m_{\max}} \quad (3.50.c)$$

3.8 - ESTUDO DO GRAMPEADOR NO CIRCUITO COM CORREÇÃO ATIVA DO FATOR DE POTÊNCIA

Aproveitando o equacionamento feito no capítulo 1, será estendido o estudo para o conversor operando com correção de fator de potência.

3.8.1 RESISTOR R_g EM PARALELO COM CAPACITOR C_g

Substituindo I_1 por $I_m \cdot |\text{sen}(w.t)|$ na equação (1.69) e integrando ao longo de meio período da rede:

$$P_g = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{V_g \cdot I_m^2 \cdot \text{sen}^2(w.t) \cdot L_1 \cdot f_{sw}}{V_g - V_0'} dw.t \quad (3.51)$$

$$P_g = \frac{I_m^2 \cdot V_g \cdot L_1 \cdot f_{sw}}{2 \cdot (V_g - V_0')} \quad (3.52)$$

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_g} = \frac{2 \cdot V_g \cdot (V_g - V'_0)}{I_m^2 \cdot L_1 \cdot f_{sw}} \quad (3.53)$$

3.8.2 RESISTOR R_g EM PARALELO COM DIODO D_g

De modo análogo substituindo I_1 na equação (1.78), obtém-se:

$$E_g(w.t) = \frac{I_m^2 \cdot \text{sen}^2(w.t) \cdot L_1 \cdot V_g}{2 \cdot (V_g - V'_0)} \quad (3.54)$$

$$E_g = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi E_g(w.t) \, dw.t \quad (3.55)$$

$$E_g = \frac{I_m^2 \cdot V_g \cdot L_1}{4 \cdot (V_g - V'_0)} \quad (3.56)$$

Substituindo I_1 e a razão cíclica, dada por (3.48), em (1.80):

$$E_1(w.t) = \frac{V'_0}{R_g} \cdot \{ (V_g - V'_0) \cdot \left(\frac{\alpha}{2} \cdot |\text{sen}(w.t)| + \frac{K \cdot \alpha}{2} \cdot \cos(w.t) \right) \cdot T - I_m \cdot L_1 \cdot \text{sen}(w.t) \} \quad (3.57)$$

$$E_1 = \frac{V'_0}{2 \cdot \pi \cdot f_{sw} \cdot R_g} \cdot \left(\int_0^\pi [(V_g - V'_0) \cdot [\alpha \cdot \text{sen}(w.t) + K \cdot \alpha \cdot \cos(w.t)] - 2 \cdot I_m \cdot L_1 \cdot f_{sw} \cdot \text{sen}(w.t)] \, dw.t \right) \quad (3.58)$$

$$E_1 = \frac{V_0'}{\pi \cdot f_{sw} \cdot R_g} \cdot (V_g - V_0') \cdot \alpha - 2 \cdot I_m \cdot L_1 \cdot f_{sw} \quad (3.59)$$

Repetindo as mesmas substituições em (1.82), obtém-se:

$$E_r(w, t) = \frac{V_g^2}{R_g \cdot f_{sw}} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot (1 - \alpha \cdot |\sin(w, t)| - k \cdot \alpha \cdot \cos(w, t)) \right] +$$

$$\frac{V_g - V_0'}{R_g} \cdot \left[(V_g - V_0') \cdot \left(\frac{\alpha}{2} \cdot |\sin(w, t)| + \frac{k \cdot \alpha}{2} \cdot \cos(w, t) \right) \cdot T - I_m \cdot L_1 \cdot \sin(w, t) \right] \quad (3.60)$$

$$E_r = \frac{V_g^2}{\pi \cdot R_g \cdot f_{sw}} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot \int_0^\pi (1 - \alpha \cdot \sin(wt) - k \cdot \alpha \cdot \cos(wt)) dwt + \frac{V_g - V_0'}{\pi \cdot R_g \cdot f_{sw}} \cdot \left[(V_g - V_0') \cdot \int_0^\pi \left(\frac{\alpha}{2} \cdot \sin(wt) + \frac{k \cdot \alpha}{2} \cdot \cos(wt) \right) dwt - \int_0^\pi (I_m \cdot L_1 \cdot f_{sw} \cdot \sin(wt)) dwt \right] \right] \quad (3.61)$$

$$E_r = \frac{1}{\pi \cdot R_g \cdot f_{sw}} \cdot \left[V_g^2 \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) + \alpha \cdot (V_g - V_0')^2 - 2 \cdot (V_g - V_0') \cdot I_m \cdot L_1 \cdot f_{sw} \right] \quad (3.62)$$

Efetando o balanço de energia abaixo chega-se ao resistor R_g :

$$E_g = E_1 + E_r$$

$$R_g = \frac{4 \cdot (V_g - V_0')}{\pi \cdot V_g \cdot f_{sw} \cdot I_m^2 \cdot L_1} \cdot \left\{ \frac{\pi \cdot V_g^2}{2} - 2 \cdot I_m \cdot L_1 \cdot f_{sw} \cdot V_g - \alpha \cdot V_g \cdot V_0' \right\}$$

$$(3.63)$$

3.8.3 RESISTOR R_g LIGADO À ALIMENTAÇÃO:

A energia entregue ao capacitor C_g é dada pela equação (3.56), e as energias devolvida à fonte e a dissipada sobre o resistor são encontradas substituindo a equação (3.1) em (1.84) e (1.85) respectivamente, e integrando ao longo de meio período da rede.

$$E_E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{T}{R_g} \cdot [V_p \cdot V_g \cdot \text{sen}(w \cdot t) - V_p^2 \cdot \text{sen}^2(w \cdot t)] dw \cdot t \quad (3.64)$$

$$E_E = \frac{T}{\pi \cdot R_g} \cdot [2 \cdot V_p \cdot V_g - V_p^2 \cdot \frac{\pi}{2}] \quad (3.65)$$

$$E_I = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{[V_g - V_p \cdot \text{sen}(w \cdot t)]^2}{R_g} \cdot T \quad (3.66)$$

$$E_I = \frac{T}{\pi \cdot R_g} \cdot [\pi \cdot V_g^2 - 4 \cdot V_g \cdot V_p + V_p^2 \cdot \frac{\pi}{2}] \quad (3.67)$$

Realizando o balanço energético da equação (1.86), chega-se a:

$$R_g = \frac{2 \cdot (V_g - 2 \cdot \frac{V_p}{\pi}) \cdot (V_g - V_0')}{I_m^2 \cdot L_1 \cdot f_{sw}} \quad (3.68)$$

3.9 CONCLUSÕES

Um método eficaz de se obter um conversor CA/CC com fator de potência unitário e distorção harmônica da corrente de entrada menor que 5%, é fazê-lo operar no modo boost em condução contínua.

A operação com frequência de chaveamento fixa é uma

vantagem a mais, principalmente nos projetos do transformador de potência e dos filtros.

Entretanto é necessário um controle mais elaborado, constituído por duas malhas. A mais interna impõe corrente senoidal em fase com a tensão de entrada e a outra malha é responsável pelo controle da tensão de saída.

Uma vez que não aparecem harmônicas de baixa frequência, qualquer que seja a razão α , a relação de transformação pode ser definida apenas para garantir o modo *boost* de operação.

Operando neste modo, o conversor apresenta esforços sobre os semicondutores menores que aqueles apresentados em condução descontínua. Seu dimensionamento pode ser efetuado através dos ábacos e expressões encontradas.

São apresentadas também expressões para cálculo do indutor *boost* em função do THD, e para o cálculo dos parâmetros do grampeador.

CAPÍTULO 4

PROJETO DO CONVERSOR

4.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado um procedimento de projeto para o conversor *Full-Bridge* alimentado em corrente, operando sob frequência de chaveamento fixa e atendendo às diretivas do IEC-555-2.

Em seguida serão feitos os cálculos dos parâmetros e dimensionamento dos elementos, para que atenda às especificações propostas, visando a montagem do protótipo em laboratório.

Também serão apresentados resultados de simulação mostrando o comportamento global do conversor.

4.2 - PROCEDIMENTO DE PROJETO

Seguindo os passos abaixo, chega-se aos valores necessários para projeto do conversor. A maior parte das equações já foram apresentadas no capítulo 3.

a. Definições Iniciais:

Define-se tensão de entrada, tensão de saída, potência e frequência de chaveamento.

b. Determinação da Relação de Transformação:

Para que seja garantido o modo *boost* de operação e por conseguinte a correção do fator de potência, a relação de transformação n é dada por (3.29).

c. Determinação de α :

A partir da relação de transformação n , pode-se obter o parâmetro α , da seguinte equação:

$$\alpha = \frac{V_p}{n \cdot V_0} \quad (4.1)$$

d. Definição do Ripple Percentual:

Escolhendo até que potência mínima se deseja garantir um THD menor que 5%, e estimando a atenuação dada pelo pequeno filtro colocado na entrada, através da equação (3.28), tem-se o ripple percentual (r%).

e. Cálculo da corrente máxima nominal:

A corrente de entrada é praticamente uma forma de onda senoidal, o valor máximo atingido por ela é determinado da seguinte forma:

Considerando,

$$P_1 = \frac{P_0}{\eta} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

$$I_{m_{nominal}} = \frac{2 \cdot P_{0_{nominal}}}{\eta \cdot V_{p_{nominal}}} \quad (4.2)$$

f. Corrente de Ripple Máxima:

A corrente de ripple máxima está relacionada com o ripple percentual e a corrente máxima nominal pela expressão (3.14).

g. Cálculo da Indutância Boost:

Com a corrente de ripple máxima, as definições iniciais e a expressão (3.8) é calculada a Indutância Boost.

h. Chaves de Potência:

h.1. Corrente Eficaz Máxima:

Determinada com auxílio do ábaco da Fig.3.7a e da expressão (A5.5).

h.2. Corrente Média Máxima:

Calculada através da expressão (3.50a).

h.3. Corrente de Pico máxima:

Calculada através da expressão (3.50b).

h.4. Máxima Tensão Aplicada:

Determinada pela tensão de grampeamento V_g , visto adiante.

i. Diodos de Potência:

i.1. Corrente Eficaz Máxima:

Determinada com auxílio do ábaco da Fig.3.7b e da expressão (A5.17).

i.2. Corrente Média Máxima:

Deteminada com auxílio do ábaco da Fig.3.7c e da expressão (A5.23).

i.3. Corrente de Pico Máxima:

Calculada com a expressão (3.50c).

i.4. Tensão Reversa Máxima:

Calculada com a expressão (A5.26).

j. Corrente Eficaz no Transformador de Potência:

A corrente no secundário do transformador é dada pela soma das correntes nos diodos D_1 , D_3 e D_2 , D_4 . Então vale a seguinte relação de correntes eficazes.

$$I_{sec}^2 = I_{D_{1,3}}^2 + I_{D_{2,4}}^2 \quad (4.3)$$

$$I_{sec} = \sqrt{2} \cdot I_D \quad (4.4)$$

k. Corrente Eficaz no Indutor Boost:

De modo análogo ao item e, tem-se:

$$I_{Lb} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_0}{\eta \cdot V_{P_{nominal}}} \quad (4.5)$$

l. Definições do Grampeador:

l.1. Tensão de Grampeamento:

A definição da tensão de grampeamento é uma tarefa extremamente delicada, pois muitos detalhes devem ser ponderados, como:

* Estimar a indutância de dispersão do transformador de potência.

* Considerar que $V_g > V'_{0_{\max}}$

* A tensão sobre as chaves é dada por V_g .

* As perdas sobre o circuito grampeador e os tempos de comutação estão diretamente ligados ao valor da indutância de dispersão e a diferença entre V'_0 e V_g .

* A escolha inadequada deste parâmetro pode levar o conversor a operar com baixo rendimento.

A partir destas ponderações será estabelecido um critério para a determinação da tensão de grampeamento:

a. Admitir que o máximo valor da potência processada pelo grampeador, para não comprometer o rendimento final do conversor, seja de 5% da potência nominal.

b. Estimar ou medir a indutância de dispersão do transformador de potência.

c. A partir da equação (3.52), que define a potência entregue ao grampeador, e com os itens a e b, chega-se à tensão de grampeamento.

$$P_g = \frac{I_m^2 \cdot V_g \cdot L_1 \cdot f_{sw}}{2 \cdot (V_g - V'_0)}$$

Fazendo $P_g = 0,05 \cdot P_0$ e separando V_g :

$$V_g = \frac{V'_0 \cdot P_0}{P_0 - 10 \cdot I_m^2 \cdot L_1 \cdot f_{sw}}$$

d. Verificar se é possível operar com esta tensão sobre as chaves. Caso contrário, deve-se:

- trabalhar para minimizar a dispersão ou
- operar com rendimento baixo ou ainda,
- limitar algumas das especificações iniciais, tais como, tensão de saída máxima ou potência de saída.

1.2. Resistor do Grampeador R_g :

Tendo definida a tensão de grampeamento V_g , e sabendo a dispersão do transformador referida ao primário com as expressões (3.53), (3.63) ou (3.68), chega-se à resistência do grampeador.

4.3 - EXEMPLO DE PROJETO

4.3.1 ESPECIFICAÇÕES:

Retificador / Carregador de Baterias:

Topologia - Full-Bridge Alimentado em Corrente

Fator de Potência - maior que 0,95

THD da Corrente de entrada - menor que 5%

Potência de Saída - 2500 W

Tensão de entrada RMS - 220 V +/- 15%

Tensão de Saída - Banco de 12 baterias (144 V)

Rendimento - maior que 85%

Frequência de Chaveamento - 50 kHz

4.3.2 CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO

Nesta seção serão determinados, a partir das especificações e do procedimento de projeto, o valor da relação de transformação do transformador de potência, a indutância boost, bem como os valores de tensão e corrente de interesse.

a.

$$V_{1_{\min}} = 187 \text{ V}_{RMS} \quad V_1 = 220 \text{ V}_{RMS} \quad V_{1_{\max}} = 253 \text{ V}_{RMS}$$

$$V_{0_{\min}} = 130 \text{ V} \quad V_0 = 144 \text{ V} \quad V_{0_{\max}} = 172 \text{ V}$$

$$P_{0_{\max}} = 2500 \text{ W}$$

$$f_{sw} = 50 \text{ kHz}$$

b.

$$n = \frac{V_{P_{\max}}}{V_{0_{\min}}} = \frac{357}{130} = 2,75$$

c. Os maiores valores de corrente ocorrem para a menor tensão de entrada. Para dimensionamento dos semicondutores:

$$\alpha = \frac{V_p}{n \cdot V_0} = \frac{311}{2,75 \times 144} = 0,78$$

d. Estimando atenuação de 20 dB nos harmônicos da frequência de ripple, e assumindo THD de 5% até 10% da potência nominal.

$$r\% = 10\%$$

e.

$$I_{m_{\text{nominal}}} = \frac{2 \cdot P_0}{\eta \cdot V_p} = \frac{2 \times 2500}{0,85 \times 311} = 18,91 \text{ A}$$

f.

$$I_{rip_M} = r\% \times I_{m_{\text{nominal}}} = 1,89 \text{ A}$$

g.

$$L_b = \frac{n \cdot V_0}{8 \cdot f_{sw} \cdot I_{rip_M}} = \frac{2,75 \times 144}{8 \times 50000 \times 1,89} = 523 \mu H$$

h. Esforços nos MOSFET's:

$$I_{m_{\max}} = \frac{2 \cdot P_{0_{\max}}}{\eta \cdot V_{P_{\min}}} = \frac{2 \times 2500}{0,85 \times 264,5} = 22,2 \text{ A}$$

$$I_{S_{\max}} = I_{m_{\max}} \cdot I_{S_N} = 22,2 \times 0,46 = 10,11 \text{ A}$$

$$\overline{I_{S_{\max}}} = \frac{I_{m_{\max}}}{\pi} = \frac{22,2}{3,14} = 7,1 \text{ A}$$

$$I_{SP_{\max}} = I_{m_{\max}} = 22,2 \text{ A}$$

i. Esforços nos diodos de saída:

$$I_{D_{\max}} = I_{D_N} \cdot n \cdot I_{m_{\max}} = 0,40 \times 2,75 \times 22,2 = 24,4 \text{ A}$$

$$\overline{I_{D_{\max}}} = \overline{I_{D_N}} \cdot n \cdot I_{m_{\max}} = 0,20 \times 2,75 \times 22,2 = 12,2 \text{ A}$$

$$I_{DP_{\max}} = n \cdot I_{m_{\max}} = 2,75 \times 22,2 = 61,1 \text{ A}$$

$$V_D = V_{0_{\max}} = 172 \text{ V}$$

j.

$$I_{\text{sec}} = \sqrt{2} \cdot I_{D_{\max}} = 34,5 \text{ A}$$

k.

$$I_{Lb_{\max}} = \frac{P_0}{\eta \cdot V_{1_{\min}}} = \frac{2500}{0,85 \times 187} = 15,7 \text{ A}$$

1. Definição do circuito grampeador

1.1. Tensão de grampeamento:

Para uma Indutância de dispersão de $1,6 \times 10^{-6} \text{ H}$

$$V_g = \frac{n \cdot V_{0_{\max}} \cdot P_{0_{\max}}}{P_{0_{\max}} - 10 \cdot I_{m_{\max}}^2 \cdot L_1 \cdot f_{sw}} = \frac{2,75 \cdot 172 \cdot 2500}{2500 - 10 \cdot 22,2^2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-6} \cdot 50000} = 560 \text{ V}$$

1.2. Resistência do grampeador

$$R_g = \frac{4 \cdot (V_g - V_0')}{\pi \cdot V_g \cdot I_m^2 \cdot f_{sw} \cdot L_1} \cdot \left\{ \frac{\pi \cdot V_g^2}{2} - 2 \cdot I_m \cdot L_1 \cdot f_{sw} \cdot V_g - V_p \cdot V_g \right\} = 1574 \Omega$$

Para o resistor ligado em paralelo com o diodo.

4.4 - SIMULAÇÕES:

As simulações apresentadas a seguir tem o conversor operando em malha fechada, com correção ativa do fator de potência. Entretanto, o seu controle será estudado apenas no capítulo seguinte.

O intuito é apresentar e verificar o comportamento global do estágio de potência do conversor.

Os valores dos parâmetros para simulação, são aqueles apresentados no item anterior.

A frequência da rede utilizada para estas simulações é de 180 Hz, para reduzir o número de pontos de impressão. Isto não compromete o funcionamento, pois a frequência de chaveamento ainda é muito maior que a da rede de alimentação.

A Fig.4.1 mostra a corrente de entrada do conversor. Não foram introduzidos filtros. Observa-se um forte conteúdo harmônico apenas na frequência de 100kHz, fácil de ser eliminada.

Na Fig.4.2 pode-se observar a tensão no capacitor grampeador. A pequena oscilação representa a variação da energia entregue ao mesmo ao longo do período.

Nas Figs 4.3 até 4.7 são mostradas em detalhe algumas das

principais formas de onda do conversor. Em todas elas observa-se o efeito da ação do grampeador. Há uma confirmação dos estudos realizados nos capítulos anteriores.

A Fig.4.8 mostra o que ocorreria com a corrente de entrada caso não fosse respeitada a condição para operar no modo *boost* durante todo o período da rede.

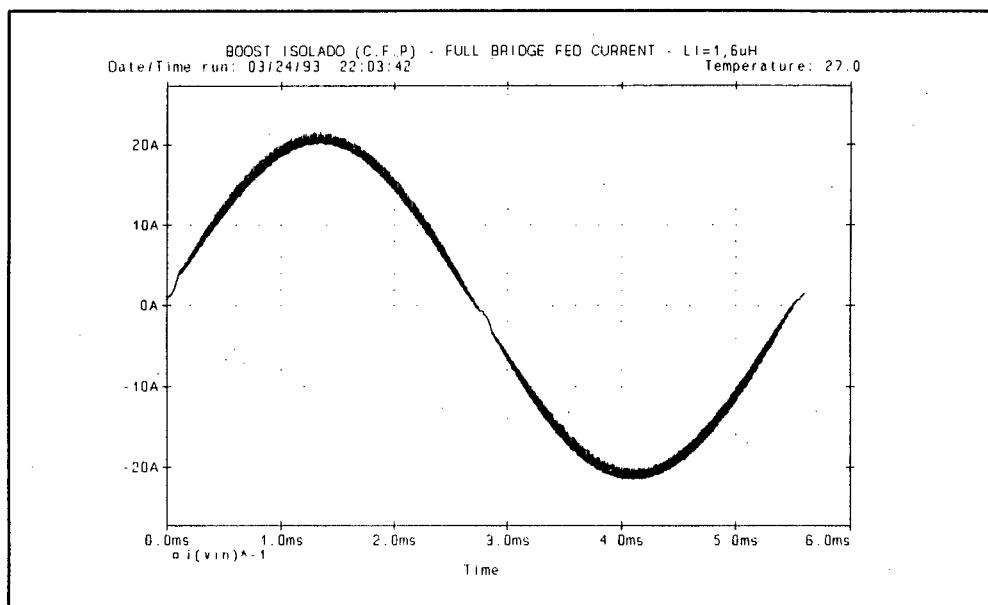


Fig.4.1 Corrente de Entrada

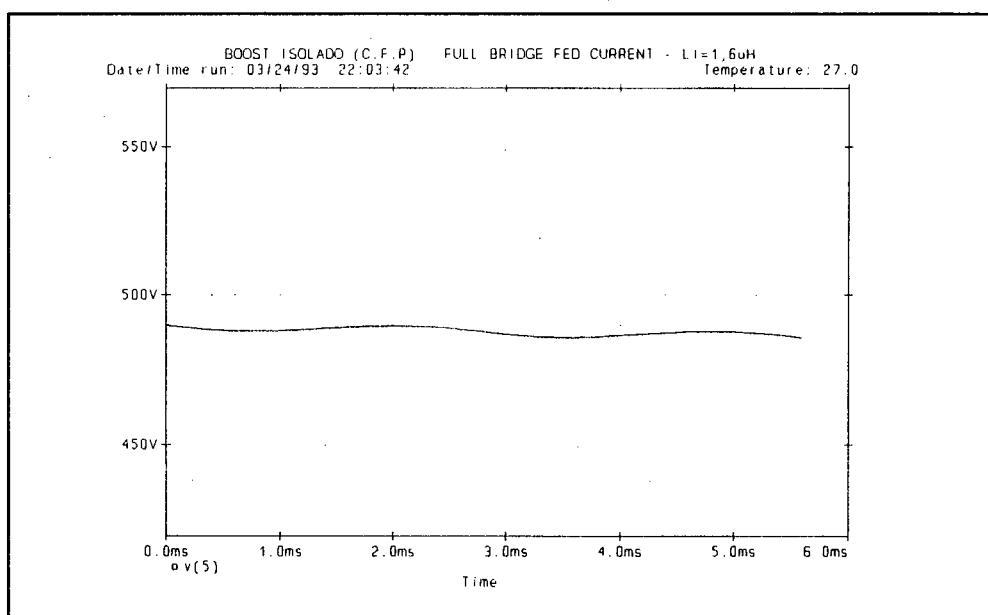


Fig.4.2 Tensão no Capacitor de Grampeamento

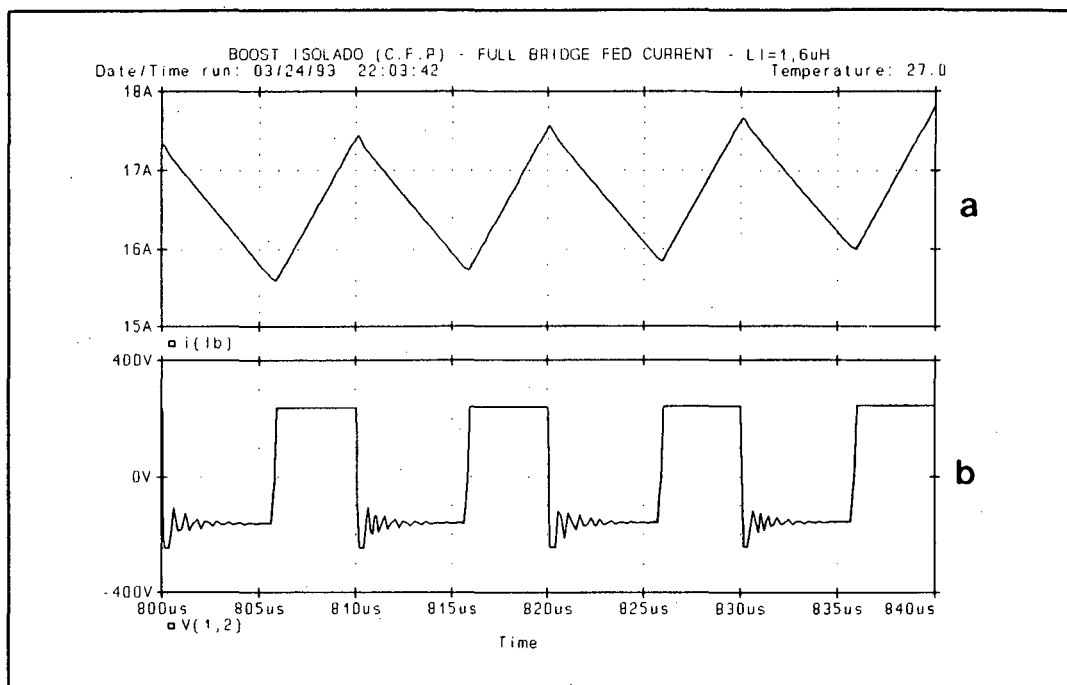


Fig.4.3 Corrente (a) e tensão (b) sobre o indutor boost (detalhe)

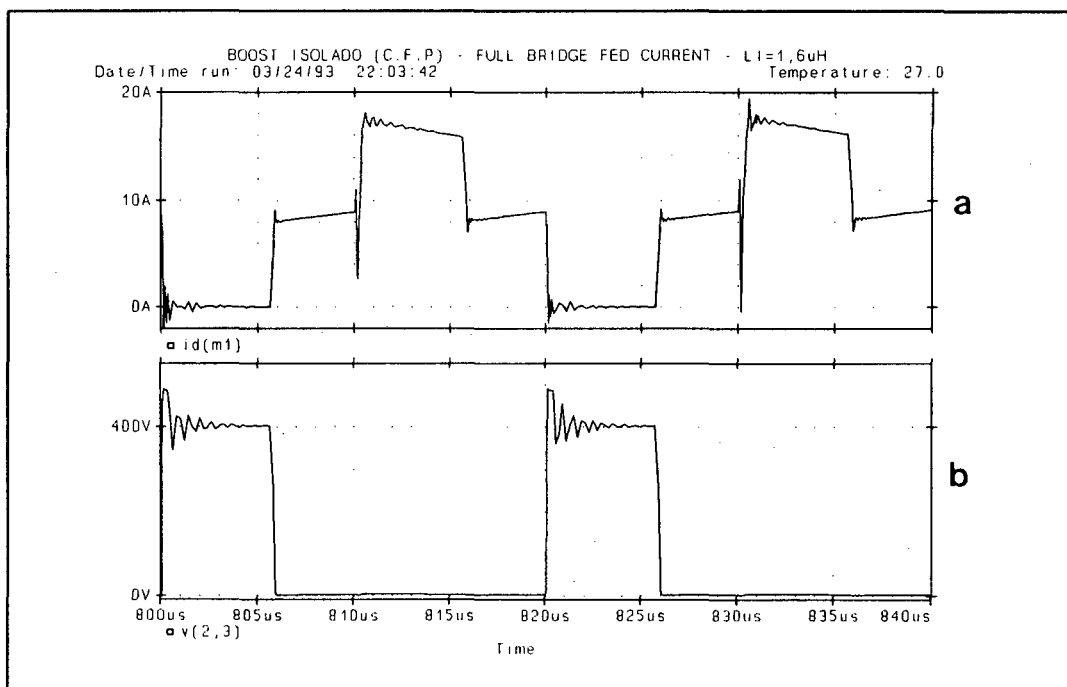


Fig.4.4 Corrente (a) e tensão (b) sobre um dos MOSFETs (detalhe)

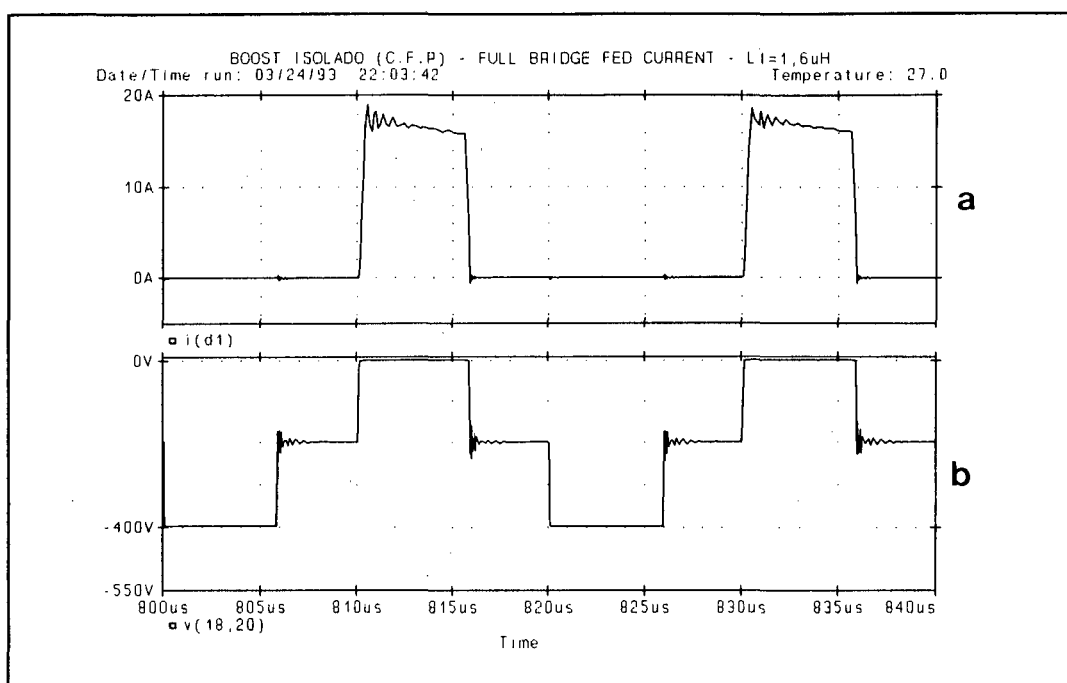


Fig.4.5 Corrente (a) e tensão (b) sobre diodos de saída referidos ao primário

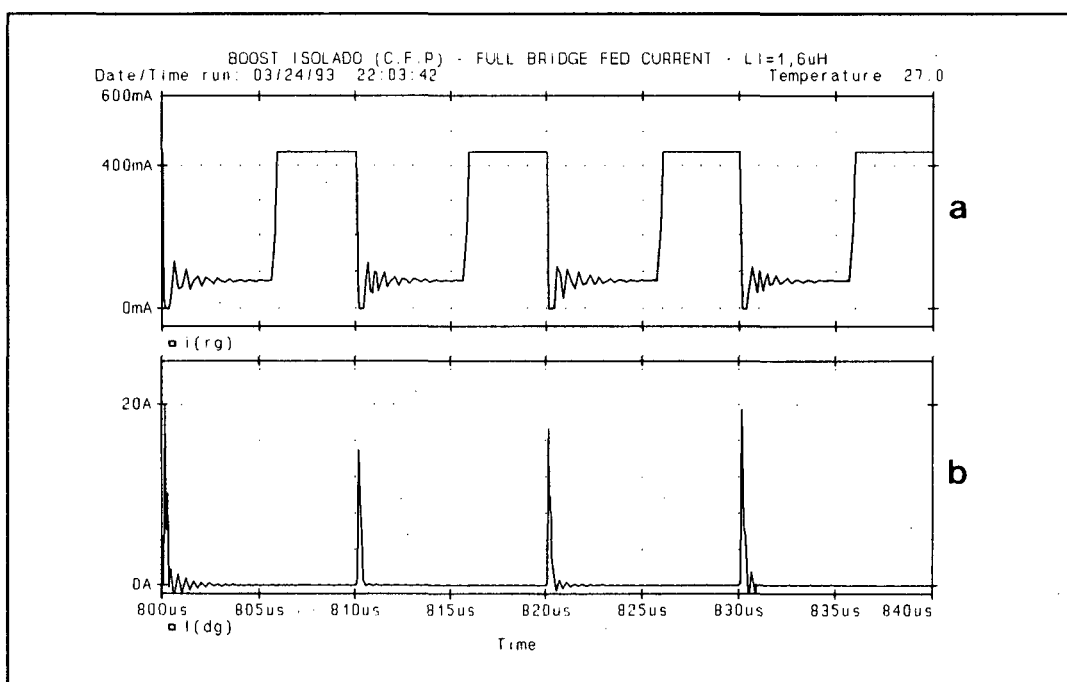
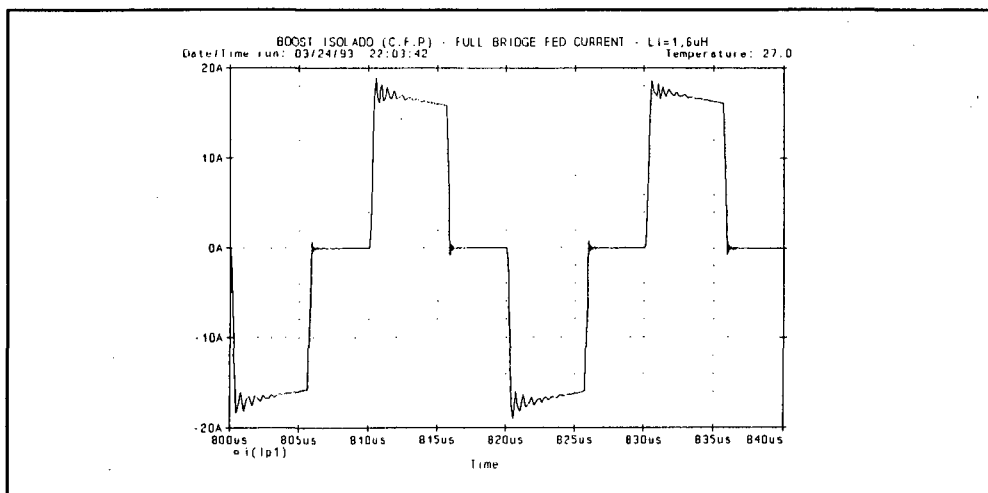
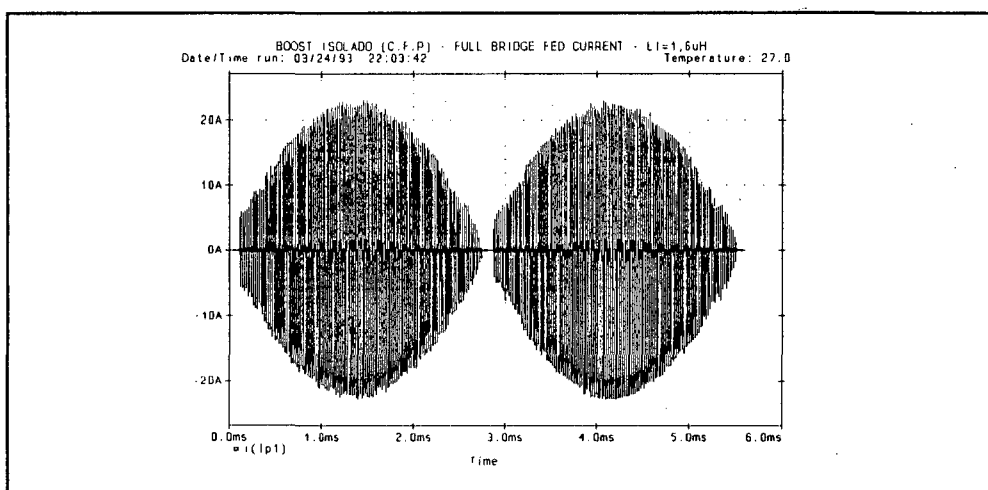


Fig.4.6 a,b Correntes no resistor (a) e diodo (b) do grampeador

(a)



(b)



**Fig.4.7 Corrente no primário do transformador - a) em detalhe
- b) na frequência da rede**

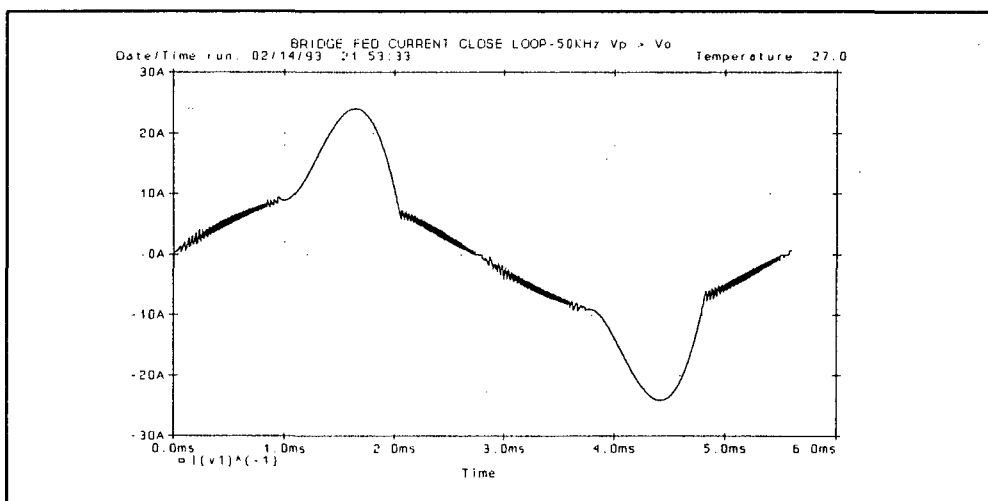


Fig.4.8 Corrente de entrada operando fora do modo boost

4.5 - DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

O conversor dimensionado e implementado em laboratório sofrerá algumas alterações em relação às especificações propostas inicialmente (item 4.3). Os motivos são que os MOSFETs disponíveis e o comando de gate implementado com o CI IR2110 (*International Rectifier*), suportam até 500 V.

A máxima tensão de saída e a potência nominal foram reduzidas a 144V e 1500W respectivamente. A relação de transformação utilizada foi de $n = 2,6$.

Recalculando alguns valores:

$$I_{m_{\max}} = 13,34 \text{ A}$$

.....MOSFETs.....DIODOS.....TRANSF/INDUTOR...

$$I_{S_{\max}} = 5,85 \text{ A} \quad I_{D_{\max}} = 13,23 \text{ A} \quad I_{\text{sec}} = 18,71 \text{ A}$$

$$\overline{I_{S_{\max}}} = 4,24 \text{ A} \quad \overline{I_{D_{\max}}} = 5,90 \text{ A} \quad I_{Lb_{\max}} = 9,43 \text{ A}$$

$$I_{S_p} = 13,34 \text{ A} \quad I_{D_p} = 34,68 \text{ A}$$

A Indutância de dispersão final conseguida com o transformador foi de $L_1 = 1,6 \times 10^{-6} \text{ H}$. Com isso:

$$V_g = 415 \text{ V} \quad \text{adotando} \quad V_g = 430 \text{ V} \rightarrow R_g = 1813 \Omega$$

4.5.1 GRAMPEADOR

- a. Resistor ==> 1714 Ohms (7 x 12k/20W paralelo)
- b. Capacitor ==> $55 \times 10^{-6} \text{ F}$ (4 x $220 \times 10^{-6} \text{ F}$ série)
- c. Diodo =====> MUR860 (Motorola)

A máxima corrente de pico a ser suportada por este diodo é igual a $I_{m_{\max}}$.

4.5.2 CHAVES DE POTÊNCIA

Serão empregados MOSFETs do tipo **IRFP 450**, com as seguintes características:

$$V_{DS} = 500 \text{ V}$$

$$I_{DS} = 14 \text{ A } (25^{\circ}\text{C}) - 8,8 \text{ A } (100^{\circ}\text{C})$$

$$R_{DS_{on}} = 0,4 \text{ } \Omega \text{ } (25^{\circ}\text{C})$$

$$I_{DM} = 56 \text{ A}$$

4.5.3 DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA

Serão empregados o **MUR 1530** (Motorola), com as seguintes características:

$$V_{DR} = 300 \text{ V}$$

$$I_{FAV} = 15 \text{ A } (25^{\circ}\text{C})$$

$$I_{FRM} = 30 \text{ A}$$

4.5.4 PONTE RETIFICADORA DE ENTRADA

Será utilizada a ponte **SKB 25/08** da Semikron.

4.5.5. TRANSFORMADOR DE POTÊNCIA:

a) Definição do Núcleo:

Nos circuitos alimentados em corrente a densidade de fluxo é ditada pelos "Volt-segundos" do secundário, que são grampeados pela tensão de saída [30].

Aplicando a lei de Faraday ao secundário:

$$E \cdot dt = N \cdot d\phi$$

$$V_0 \cdot \Delta t = N_s \cdot \Delta B \cdot Ae$$

$$N_s = \frac{V_0 \cdot \Delta t}{\Delta B \cdot Ae} \quad (4.7)$$

O tempo máximo de aplicação da tensão = $\Delta t_{\max} = t_{d_{\max}}$

e ocorre quando $D = D_{\max} = 1 - \frac{\alpha}{2}$.

$$t_{d_{\max}} = (1 - D_{\max}) \cdot T = \frac{\alpha}{2} \cdot T$$

$$N_s = \frac{V_{0_{\max}} \cdot \alpha}{2 \cdot f_{sw} \cdot \Delta B \cdot A_e} \quad (4.8)$$

Sendo,

K_u = Fator de utilização da janela do núcleo.

K_s = Fator de eficiência do secundário.

N_s = Número de espiras do secundário.

A_w = Área da janela do núcleo [cm^2].

J = Densidade de corrente [A/cm^2].

$$N_s \cdot I_{\text{sec}} = k_u \cdot k_s \cdot A_w \cdot J$$

$$N_s = \frac{K_u \cdot K_s \cdot A_w \cdot J}{I_{\text{sec}}} \quad (4.9)$$

Substituindo a equação (4.8) em (4.9) chega-se a:

$$A_e \cdot A_w = \frac{V_{0_{\max}} \cdot \alpha \cdot I_{\text{sec}}}{2 \cdot K_u \cdot K_s \cdot \Delta B \cdot J \cdot f_{sw}} \times 10^4 \quad [\text{cm}^4]$$

$$K_u = 0,4 \quad K_s = 0,5 \quad f_{sw} = 50 \text{ kHz}$$

$$\Delta B = 0,12 \quad V_{0_{\max}} = 144 \text{ V} \quad J = 300 \text{ A}/\text{cm}^2$$

$$\alpha = 0,78 \quad I_{\text{sec}} = 18,71 \text{ A}$$

$$A_e \cdot A_w = 29,18 \text{ cm}^4$$

Embora pudesse ser utilizado apenas um núcleo E-65/39 da Thornton, o acoplamento magnético obtido para o transformador apresentou-se ruim. A fim de se reduzir a indutância de dispersão, foi necessário a associação de dois transformadores em paralelo, mantendo-se o mesmo núcleo, para que o número de espiras e o diâmetro dos condutores ficassem reduzidos. Além disso, foram tomados alguns cuidados construtivos, tais como a

intercalação das camadas do primário e secundário e a redução das distâncias entre as ligações dos transformadores.

Núcleo Escolhido - 2 x E-65/39 (Thornton)

$$A_e = 7,98 \text{ cm}^2 \quad A_w = 3,7 \text{ cm}^2 \quad lt = 14,7 \text{ cm}$$

b. Número de Espiras

$$N_s = \frac{V_{0_{\max}} \cdot \alpha}{2 \cdot \Delta B \cdot A_e \cdot f_{sw}} \times 10^4 = 12,39$$

adotou-se: $N_s = 12 \text{ espiras}$

$$N_p = n \cdot N_s = 31 \text{ espiras}$$

c. Condutores

Corrente eficaz máxima em cada primário ==> 5,08 A

Condutor primário =====> 4 x 23 (AWG)

Corrente eficaz máxima em cada secundário => 13,22 A

Condutor secundário =====> 10 x 23 (AWG)

d. Elevação Térmica

Computando apenas as perdas nos enrolamentos,

Primário:

$$P_{\text{prim}} = I_{\text{prim}}^2 \cdot N_{\text{prim}} \cdot l_t \cdot (\Omega/\text{cm})_{\text{prim}}$$

$$P_{\text{prim}} = 5,08^2 \cdot 31 \cdot 14,7 \cdot 212 \times 10^{-6}$$

$$P_{\text{prim}} = 2,5 \text{ W}$$

Secundário:

$$P_{\text{sec}} = I_{\text{sec}}^2 \cdot N_{\text{sec}} \cdot l_t \cdot (\Omega/\text{cm})_{\text{sec}}$$

$$P_{\text{sec}} = 13,22^2 \cdot 12 \cdot 14,7 \cdot 85,0 \times 10^{-6}$$

$$P_{\text{sec}} = 2,6 \text{ W}$$

$$\Delta T(^{\circ}\text{C}) = (P_{\text{prim}} + P_{\text{sec}}) \cdot R_t \quad (R_t - \text{Resistência Térmica do núcleo})$$

$$\Delta T = 5,1 \times 5,67 = 29^{\circ}\text{C}$$

4.5.6. INDUTOR BOOST

As expressões para dimensionamento do indutor boost são as seguintes [30]:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{Lb} \cdot I_m}{K_w \cdot J \cdot B_{\text{max}}} \times 10^4 \quad (4.10)$$

$$N_L = \frac{L \cdot I_m}{B_{\text{max}} \cdot A_e} \times 10^4 \quad (4.11)$$

$$l_g = \frac{\mu_0 \cdot N_L^2 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad [\text{cm}] \quad (4.12)$$

Onde,

K_w = Fator de enrolamento (0,7)

l_g = Tamanho do entreferro [cm]

μ_0 = Permeabilidade Magnética do ar

B_{max} = Máxima Densidade de Fluxo Magnética [T]

J = Densidade de Corrente (300 A/cm²)

Assim para $L_b = 550 \mu\text{H}$, $I_m = 13,34 \text{ A}$ e $I_{Lb} = 9,43 \text{ A}$

$$A_e \cdot A_w = \frac{550 \times 10^{-6} \cdot 9,43 \cdot 13,34}{0,7 \cdot 300 \cdot 0,5} \times 10^4$$

$$A_e \cdot A_w = 6,58 \text{ cm}^4$$

Núcleo Escolhido: E-65/13 (Núcleo EE - Thornton)

PE	- SKB 25/08 (Semikron)
M ₁ , M ₂ , M ₃ , M ₄	- IRFP 450 (Motorola)
D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄	- MUR 1530 (Motorola)
D _g	- MUR 860 (Motorola)
L _b	- EE-65/26 (Thornton) - 50 espiras (2x16 AWG) - entreferro = 0,25 cm
T ₁ , T ₂	- EE-65/39 (thornton) - Primário: 31x(4x23 AWG) Secundário: 12x(10x23 AWG)
C _g	- 3 x (330uF/200V) - série
C ₀	- 4,7mF/250V
R _g	- 7 x (12kOhms/20W) -paralelo

4.7 - CONCLUSÕES

Foi descrita uma metodologia para cálculo dos parâmetro de um conversor *Full-Bridge* alimentado em corrente, operando no modo *boost* em condução contínua, com correção ativa do fator de potência sob frequência fixa.

São apresentadas simulações que validam os estudos realizados quanto ao funcionamento, equacionamento e harmônicas da corrente de entrada.

Foi feito também um dimensionamento completo do conversor para a implementação de um protótipo de laboratório.

Limitações a nível de componentes disponíveis em laboratório levaram a reduções nas especificações inicialmente propostas.

CAPÍTULO 5

CIRCUITOS DE COMANDO, CONTROLE E PROTEÇÃO

5.1 - INTRODUÇÃO

Serão apresentados neste capítulo os circuitos de comando, controle e proteção, para que o conversor Full-Bridge alimentado em corrente, projetado no capítulo anterior, opere com correção ativa do fator de potência.

5.2 - COMANDO DE GATE DOS MOSFETS

O comando de gate dos MOSFETs possuem as seguintes características principais:

- a. Devem ser isolados em função da topologia em ponte.
- b. A razão cíclica deve variar dentro do seguinte intervalo: (50%,100%), para impor corrente senoidal na entrada do conversor com frequência fixa.

Tradicionalmente os comandos são isolados por transformador de pulso ou optoacoplador.

O quadro abaixo resume as características encontradas experimentalmente com os comandos isolados pelas duas maneiras.

	Faixa Razão Cíclica	Fontes Auxiliares	Grau de Sim- plicidade	Problemas com dV/dt
Transf. Pulso	0,92 - 0,54	1	Bom	Menor
Opto- acoplador	0,98 - 0,52	3	Médio	Maior

A limitação da razão cíclica no transformador de pulso se dá devido a necessidade de um tempo de desmagnetização do mesmo entre dois pulsos sucessivos. Esta limitação provocaria atrasos e aumento da distorção harmônica da corrente de entrada, como pode ser visto na simulação da Fig.5.1. Enquanto a segunda opção exige três fontes auxiliares, com maior grau de complexidade.

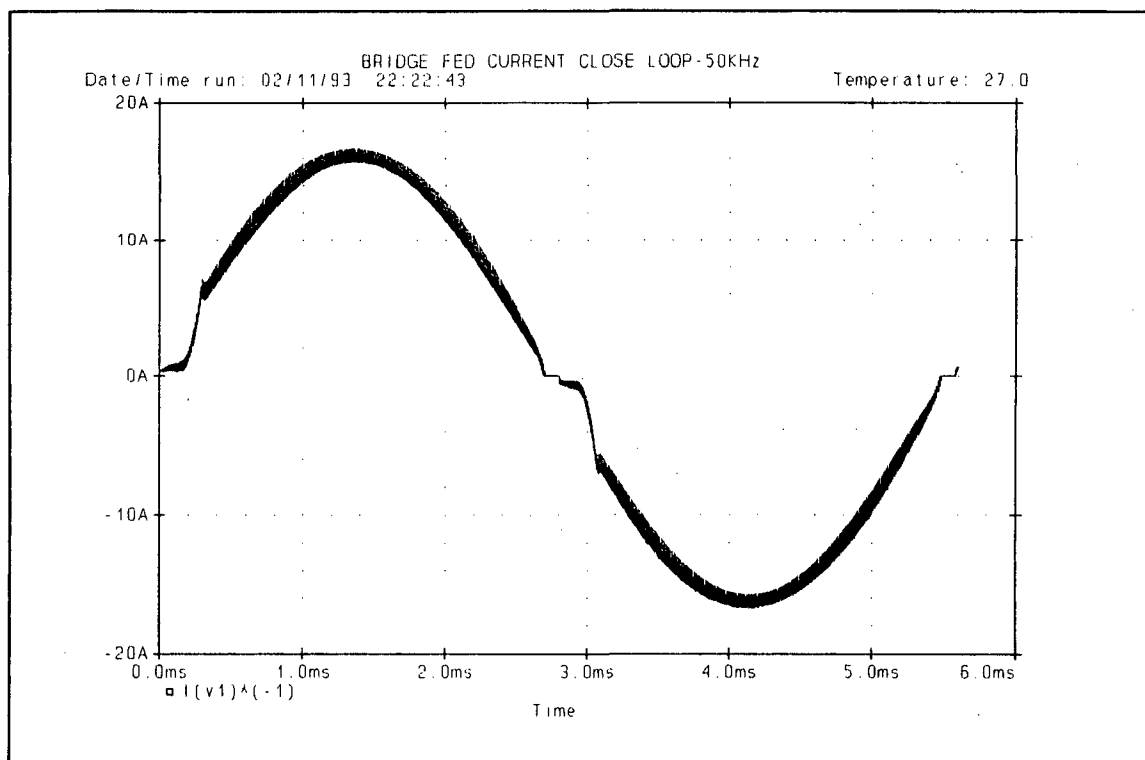


Fig.5.1 Corrente de entrada com limitação da razão cíclica

A alternativa encontrada para comandar as chaves, reunindo as vantagens das duas opções anteriores, ou seja, simplicidade, ampla faixa de razão cíclica, uma fonte auxiliar e reduzidos problemas de dV/dt , reside num CI lançado pela *International Rectifier*, o IR 2110.

A Pinagem do referido CI é mostrada na Fig.5.2, e suas funções são apresentadas a seguir.

HIN(10); LIN(12) - Sinais de comando dos MOSFETs superior e inferior, respectivamente.

HO(7) e VS(5); LO(1) e COM(2) - A serem ligados entre gate

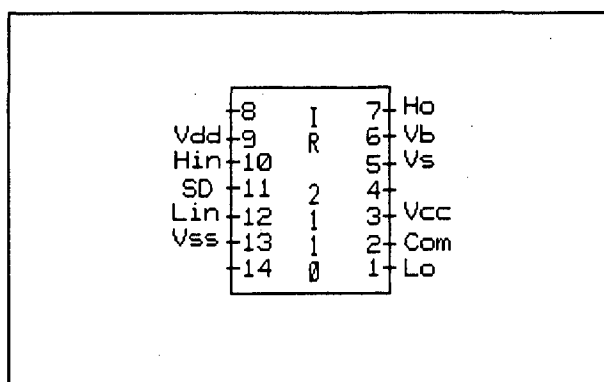


Fig.5.2 IR 2110 - Pinagem

e *source* dos MOSFETs superior e inferior, respectivamente.

SD(11) - Inibe os pulsos de gatilho quando em nível lógico alto.

VDD(9) - Alimentação.

VCC(3) - Alimentação para o comando do MOSFET inferior.

VSS(13) - Terra.

VB(6) - Alimentação flutuante para o comando do MOSFET superior.

Circuito Implementado:

O circuito de comando implementado é apresentado na Fig.5.3.

Cada sinal de comando, defasado de 180°, é conectado aos pinos 10 e 12 (um de cada **IR 2110**) para prover o chaveamento desejado dos MOSFETs da ponte. O pino 11 é conectado ao sinal de proteção.

É colocado um resistor em série com cada gate dos MOSFETs para limitar a corrente de saída do **IR 2110**, evitando dissipação excessiva. Os outros componentes apresentados são justificados na referência [23], os quais são responsáveis por gerar a "alimentação flutuante" para o comando dos MOSFETs superiores de cada braço.

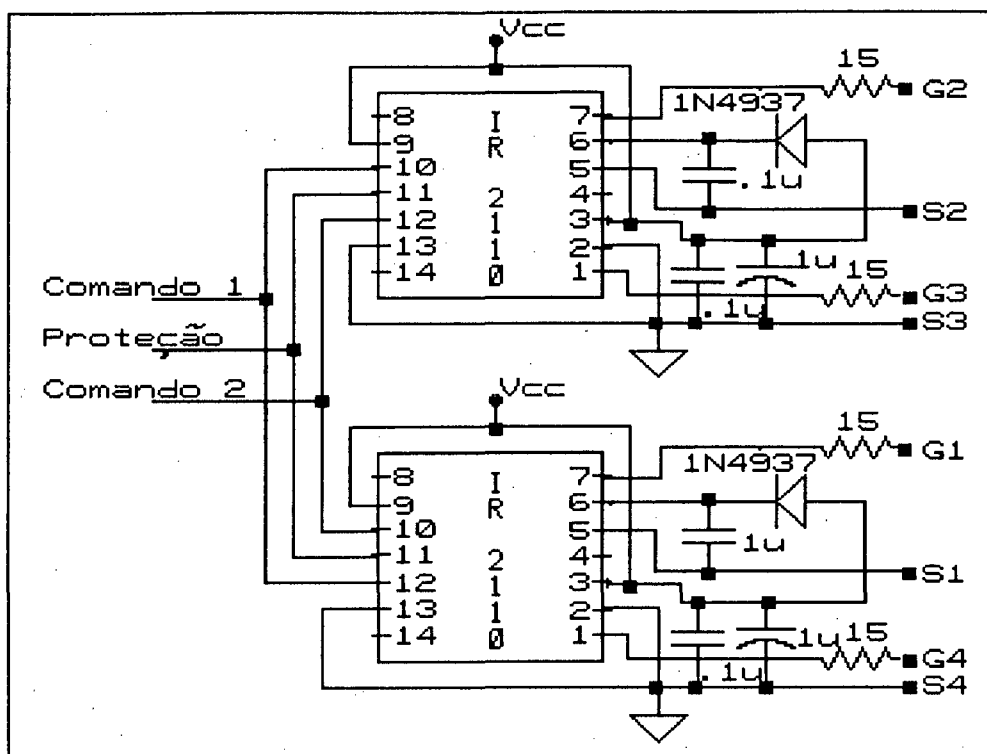


Fig.5.3 Circuito de Comando de Gate

5.3 - CONTROLE

O controle do conversor é constituído por duas malhas. A primeira monitora a corrente no indutor, forçando-a a seguir uma referência senoidal de corrente. A outra malha controla a tensão de saída e a carga das baterias, interagindo com a malha de corrente por meio de um multiplicador, que controla a amplitude da referência senoidal de corrente.

O projeto do circuito de controle se torna uma tarefa difícil, pois a localização dos pólos e zeros do estágio de potência variam com a excursão da tensão de entrada desde zero ao seu valor máximo.

5.3.1 MALHA DE CORRENTE

Da malha de corrente constam três elementos distintos, são eles: o Resistor Shunt, o Circuito Compensador e o Circuito PWM, como pode ser visto na Fig.5.4.

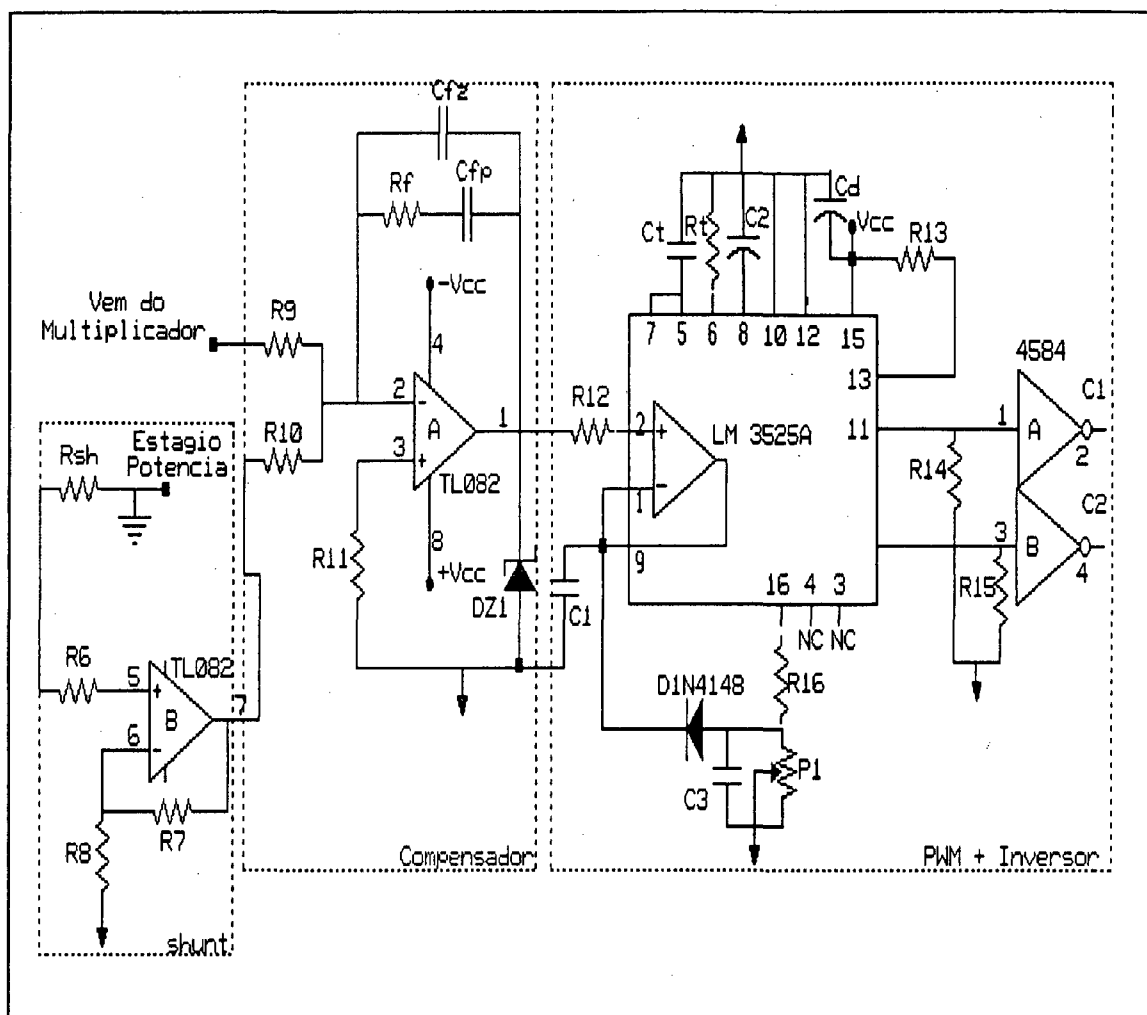


Fig.5.4 Malha de Corrente

a. Resistor Shunt

Faz o monitoramento da corrente sobre o indutor Boost. Deve possuir reduzida indutância série, para minimizar erros durante a leitura da corrente. Este sinal passa ainda por um estágio amplificador (Fig.5.4).

b. Circuito Compensador

Responsável por gerar um nível de tensão, que quando comparado com uma rampa no circuito PWM define a razão cíclica num determinado período de chaveamento. Tem como sinais de entrada, a referência proveniente do multiplicador e o sinal do resistor *Shunt*.

Um compensador de dois pólos e um zero deve ser usado para

compensar a função de transferência de segunda ordem entre a corrente no indutor e a razão cíclica [16,17]. Este compensador é obtido com o circuito da Fig.5.5.

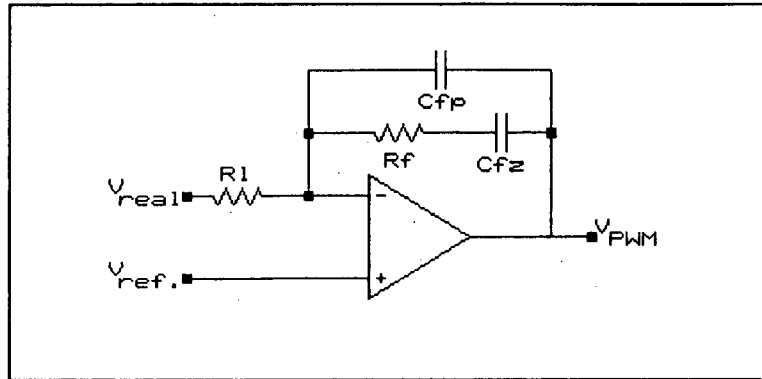


Fig.5.5 Circuito Compensador

Sua função de transferência é:

$$G(s) = \frac{w_i \cdot \left(1 + \frac{s}{w_z}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{w_p}\right)} \quad (5.1)$$

onde,

$$w_i = \frac{1}{R_1 \cdot (C_{fz} + C_{fp})} \quad (5.2)$$

$$w_z = \frac{1}{R_{fz} \cdot C_{fz}} \quad (5.3)$$

$$w_p = \frac{C_{fz} + C_{fp}}{R_{fz} \cdot C_{fz} \cdot C_{fp}} \quad (5.4)$$

Para otimizar o controle no modo corrente média, a malha deve ser projetada para ter máximo ganho em baixa frequência e margem de fase aceitável na frequência de cruzamento, para minimizar as distorções harmônicas da corrente de entrada [6].

A referência [6] mostra um critério para alocar os pólos e o zero do compensador. De acordo com este procedimento, o zero deve ser alocado pelo menos uma década abaixo da frequência de *ripple*, e o pólo na metade da frequência de *ripple* (para filtrá-lo no monitoramento da corrente no indutor).

Um diodo zener é colocado na saída deste circuito para evitar que a tensão V_{PWM} ultrapasse a tensão máxima da rampa no circuito PWM, no processo de comparação (Fig.5.4).

c. Circuito PWM

Provê os pulsos de gatilho para o comando dos MOSFETs.

O CI utilizado para este fim é o **LM 3525A** (da *Unitrode*). Este apresenta algumas vantagens sobre o mais comum **LM 3524A**, dentre elas a mais interessante nesta aplicação é a presença de um *latch* interno, evitando que haja múltiplos chaveamentos num mesmo período T , caso a tensão V_{PWM} oscile excessivamente.

Outro detalhe importante a ressaltar é a necessidade de um circuito auxiliar que impõe tensão mínima no pino 9, garantindo que haja sempre uma comparação da rampa com a tensão de saída do compensador. (a rampa gerada internamente não parte do zero) (Fig.5.4).

Na saída do **LM 3525A** é necessário um estágio inversor **CD 4584**, para ajustar os sinais de comando. Caso fosse usado o **LM 3527A** este estágio não seria necessário, pois este CI já fornece a lógica correta.

5.3.2 MALHA DE TENSÃO

A malha de tensão controla o fluxo de potência de saída, atuando sobre o ganho do circuito multiplicador C_n . Consta basicamente de um compensador Proporcional Integral (PI) digital e um circuito multiplicador, como mostra a Fig.5.6.

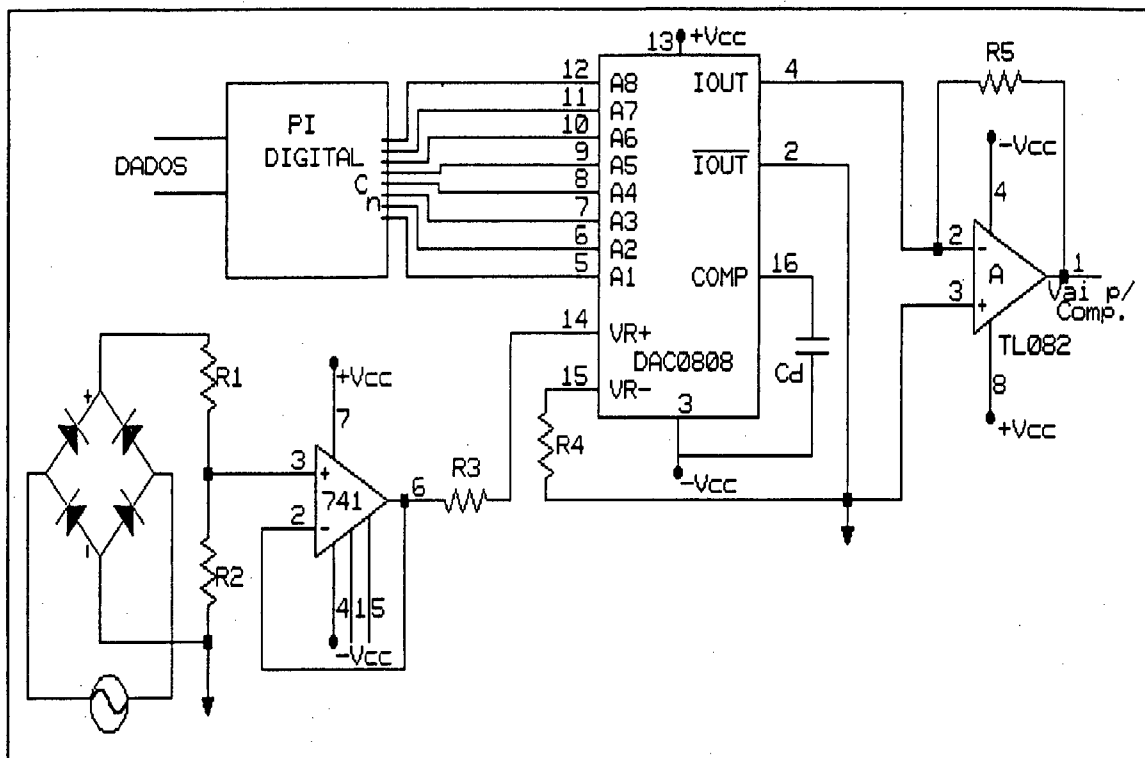


Fig.5.6 Malha de Tensão

a. PI Digital

O controle é programado a fazer a carga das baterias maximizando sua vida útil. Para isto utiliza-se do método da corrente imposta.

Através do erro entre uma referência e a corrente das baterias, o controlador PI calcula qual deve ser o ganho C_n a ser entregue ao multiplicador, ajustando assim a nova referência a ser imposta pela malha de corrente.

Esta atualização é feita durante a passagem por zero da tensão de entrada, para minimizar a distorção harmônica da corrente.

Pelas próprias características do projeto, este controle pode ser lento, pois o banco de baterias se comporta como um grande reservatório durante as solicitações de carga. Fornecendo energia para a carga ou absorvendo do conversor, até que se estabeleça um novo ponto de operação.

Este controle não é objeto direto deste estudo. Faz parte de

um trabalho realizado paralelamente no LAMEP - UFSC, " Sistema de Controle e Monitoração de um Banco de Baterias por Meio de Microprocessador." Valdir Noll - UFSC (dissertação de Mestrado) [31].

b. Multiplicador

O multiplicador é o ponto de união entre as duas malhas. Uma amostra da tensão de entrada retificada é tomada através do divisor resistivo R_1 e R_2 . Esta amostra de tensão entra no circuito multiplicador e é efetuada a operação com o ganho C_n , gerando a referência de corrente a ser imposta. Para isto, utiliza-se do conversor Digital / Analógico DAC 0808 (Fig.5.6).

5.4 - PROCEDIMENTO DE CÁLCULO DA MALHA DE CONTROLE

5.4.1 DEFINIÇÕES INICIAIS

C_n - Ganho variável do multiplicador na base decimal. É dado

por:
$$C_n = \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256}$$

DR - Divisor Resistivo - Valor pelo qual a tensão de entrada é dividida para servir como referência.
$$DR = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

DFM - Divisor Fixo do Multiplicador - Valor fixo pelo qual a referência tomada no divisor resistivo é dividida ao passar pelo multiplicador.
$$DFM = \frac{R_3}{R_5}$$

G_{sh} - Ganho do Shunt - Valor pelo qual o sinal do Resistor Shunt é multiplicado.
$$G_{sh} = 1 + \frac{R_7}{R_6}$$

V_{ref} - É a referência a ser seguida pela corrente real.

$$V_{ref} = \frac{V_p \cdot C_n}{DR \cdot DFM}$$

5.4.2 CÁLCULO DO DIVISOR RESISTIVO E DO DIVISOR FIXO DO MULTIPLICADOR

Para a menor tensão da rede ($187 V_{RMS}$) e máxima potência, o máximo valor atingido pela corrente é: $I_{m_{max}} = 13,34 A$

Sendo este o pior ponto de operação, $C_n=1$. Assumindo que se deseja neste ponto uma tensão de referência de 3V, tem-se:

$$DR \cdot DFM = \frac{264,5.1}{3} = 87$$

para: $DFM = 3$

$$DR = \frac{66,1}{3} = 29$$

Com isto chega-se a:

$$R_1 = 220k\Omega \quad R_2 = 8,2k\Omega \quad R_3 = 3,3k\Omega \quad R_5 = 1k\Omega$$

5.4.3 SHUNT:

A Resistência Shunt vale: $R_{sh} = 0,045\Omega$

Como a corrente de entrada se aproxima da referência, pode-se escrever que:

$$I_{m_{max}} \cdot R_{sh} \cdot G_{sh} = V_{ref_{max}}$$

$$G_{sh} = \frac{3}{13,34 \cdot 0,045} = 4,9$$

daí: $R_7 = 4,7k\Omega \quad R_6 = 1,5k\Omega$

Recalculando, em função dos valores comerciais utilizados:

$$DR = 27 \quad DFM = 3,3 \quad G_{sh} = 4,1$$

5.4.4 DEFINIÇÃO DO COMPENSADOR:

Admitindo: $f_z = 5000\text{Hz}$ e $R_{fz} = 33\text{k}\Omega$

de (5.3)
$$C_{fz} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot R_{fz}} = 0,965\text{nF}$$

adota-se: $C_{fz} = 1\text{nF}$

Admitindo: $f_p = 50\text{kHz}$

de (5.4)
$$C_{fp} = \frac{C_{fz}}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_{fz} \cdot C_{fz} - 1} = 106,8\text{pF}$$

adota-se: $C_{fp} = 100\text{pF}$

5.5 PROTEÇÃO

5.5.1 SOBRETENSÃO

Ocorrendo uma sobretensão que possa vir a ser prejudicial aos MOSFETs e ao **IR 2110**, é disparado um tiristor em paralelo com a ponte de MOSFETs, desviando a corrente por ele até a queima do fusível de entrada (Método Crow-Bar) (Fig.5.7) [25]. Em seguida há a desmagnetização do indutor boost pelo tiristor e ponte retificadora de entrada.

5.5.2 SOBRECORRENTE

Ocorrendo uma sobrecorrente é enviado um sinal ao pino 11 do

IR 2110, inibindo os pulsos de comando para os MOSFETs. O capacitor grampeador teria sua tensão elevada, atuando a proteção de sobretensão, até a queima do fusível (Fig.5.8).

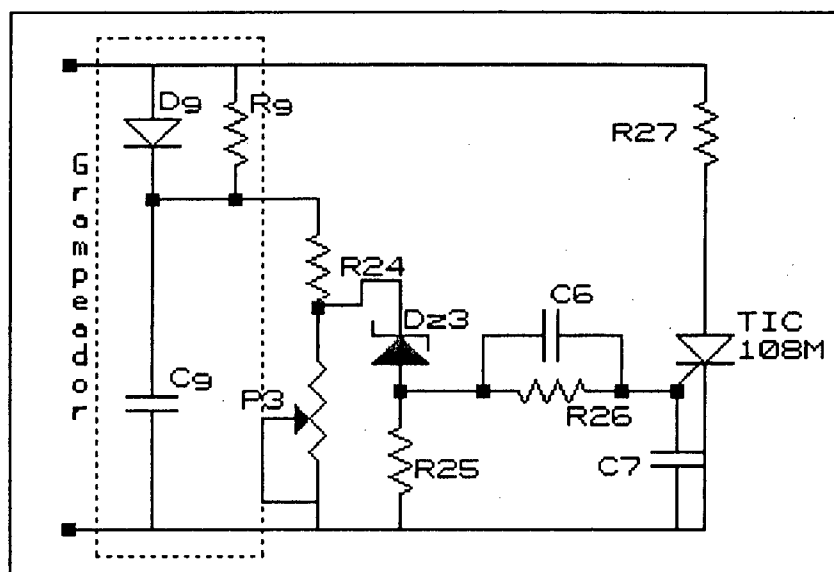


Fig.5.7 Proteção de Sobretensão

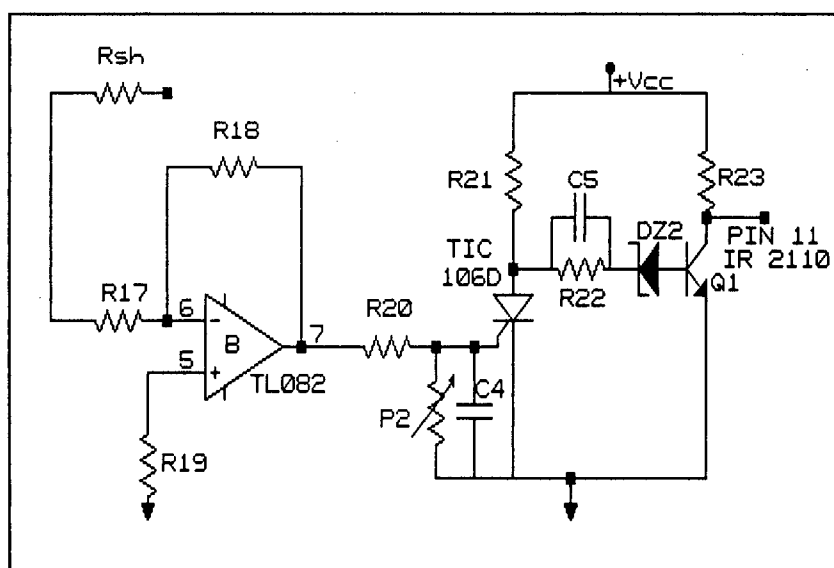


Fig.5.8 Proteção de sobrecorrente

5.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os circuitos de comando controle e proteção do conversor em questão.

O circuito de comando de gate se tornou bastante simplificado com o uso do integrado **IR2110**, pois este provê comando isolado para os MOSFETs superiores do braço da ponte, e opera com ampla faixa de razão cíclica (próxima de 100%).

Para realizar o controle no modo corrente média, com frequência de chaveamento fixa, foi apresentado um circuito simples, utilizando componentes tradicionais.

A multiplicação é efetuada pelo conversor digital/analógico **DAC0808**, que faz a interface com a malha de tensão digital, apresentada num trabalho de tese executado em paralelo a este [31].

São descritos os procedimentos de cálculo, além dos circuitos de proteção.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 - INTRODUÇÃO

Apresenta-se neste capítulo os resultados obtidos de um protótipo implementado para o Retificador/Carregador de baterias proposto, baseado no projeto realizado anteriormente.

São observadas as características de entrada e saída, analisado o rendimento e mostradas as principais formas de onda obtidas com o conversor.

6.2 - CARACTERÍSTICA DE ENTRADA

Este conversor se caracteriza por se comportar como uma resistência quando visto da entrada. Portanto a curva que relaciona a tensão e a corrente de entrada deve ser uma reta.

$$v_1(w.t) = V_p \cdot \text{sen}(w.t)$$

$$i_1(w.t) = \frac{K_v \cdot C_n \cdot V_p}{R_{sh}^{eq}} \cdot \text{sen}(w.t)$$

$$\text{daí: } \frac{v_1(w.t)}{i_1(w.t)} = \frac{R_{sh}^{eq}}{K_v \cdot C_n}$$

Os pontos foram adquiridos para $C_n = 0,7$

$$K_v = \frac{1}{DR \cdot DFM} \approx \frac{1}{90} \quad R_{sh}^{eq} = R_{sh} \cdot G_{sh} \approx 0,185$$

$$\text{então: } \frac{v_1(w.t)}{i_1(w.t)} = 23,5$$

A Fig.6.1 mostra as características de entrada teórica e experimental. As diferenças ocorrem principalmente devido as perdas no conversor.

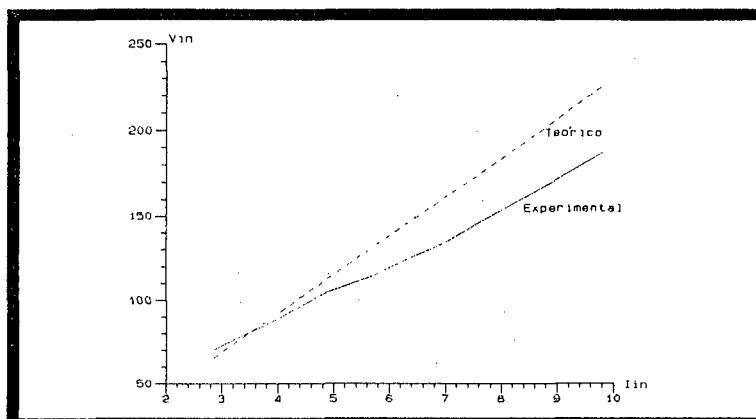


Fig.6.1 Característica de entrada

6.3 - CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA

Uma comparação entre as características de saída teórica, obtidas no Capítulo 3, e as experimentais, obtidas em laboratório é mostrada na Fig.6.2. Vale lembrar que:

$$I_{0N} = \frac{2 \cdot R_{sh}^{eq}}{K_v \cdot V_p} \cdot I_0 = 33 \cdot \frac{I_0}{V_p}$$

$$V_{0N} = \frac{V_0}{V_p} \quad e \quad \frac{V_{0N}}{I_{0N}} = C_n$$

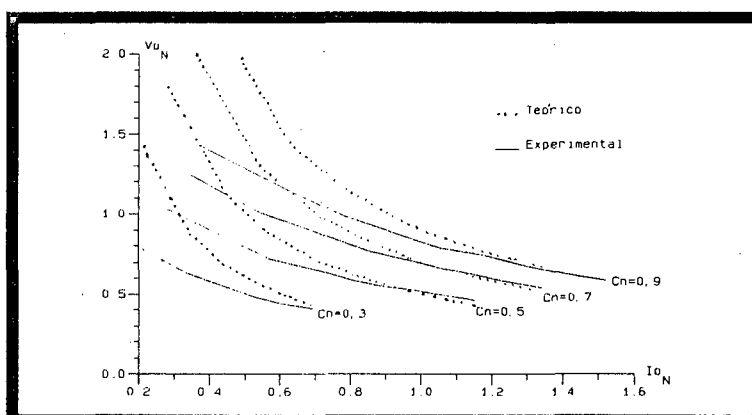


Fig.6.2 Característica de saída

6.4 - FORMAS DE ONDA

As duas fotografias abaixo apresentam o resultado mais significativo deste projeto. A Fig.6.3 mostra tensão e corrente na entrada do conversor. O fator de potência é praticamente unitário com baixo conteúdo harmônico.

A Fig.6.4 mostra a corrente no Indutor *Boost*, onde é visível o efeito do chaveamento em alta frequência.

5 A/div
100 V/div
2ms/div

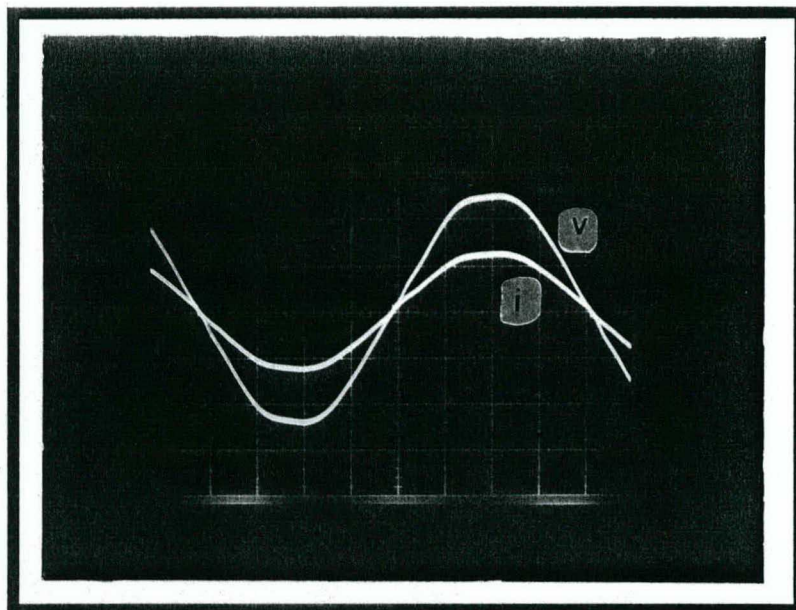


Fig.6.3 Tensão e corrente na entrada.

5 A/div
2ms/div

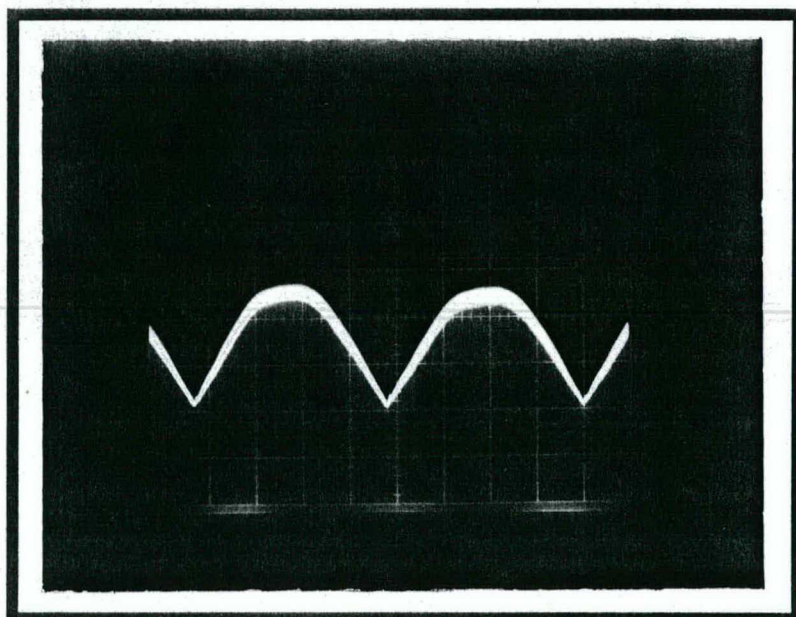


Fig.6.4 Corrente no indutor *boost*.

As figuras seguinte são resultados de aquisições feitas com um osciloscópio digital, e mostram em detalhe (dois períodos de chaveamento) as formas de onda mais relevantes.

As Figs.6.5 e 6.6 apresentam tensão e corrente nos semicondutores de potência. As comutações são dissipativas, e as sobretensões provocadas pelas indutâncias parasitas são grampeadas.

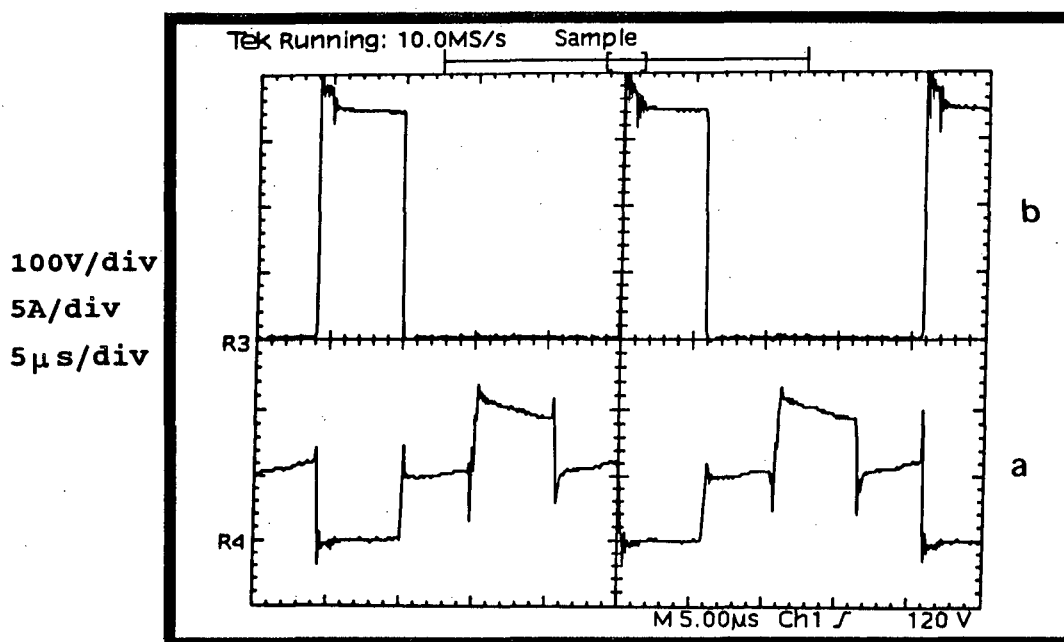


Fig.6.5 Corrente (a) e tensão (b) sobre o MOSFET.

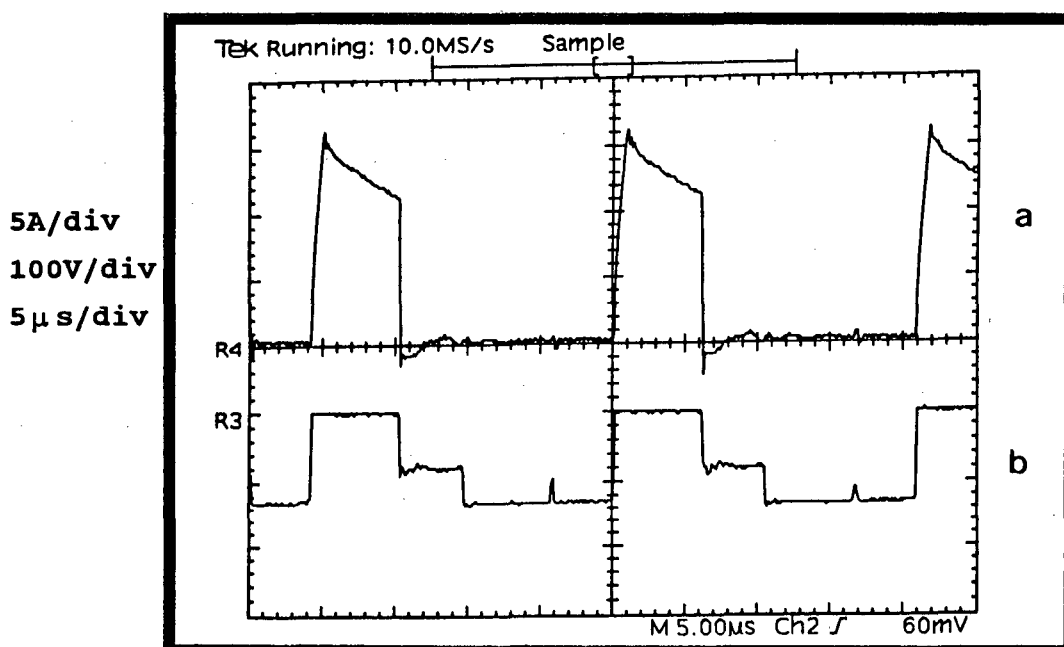


Fig.6.6 Corrente (a) e tensão (b) sobre o diodo de saída.

A seguir tem-se tensão e corrente no Indutor *Boost*, e corrente no primário do transformador (Figuras 6.7 e 6.8 respectivamente).

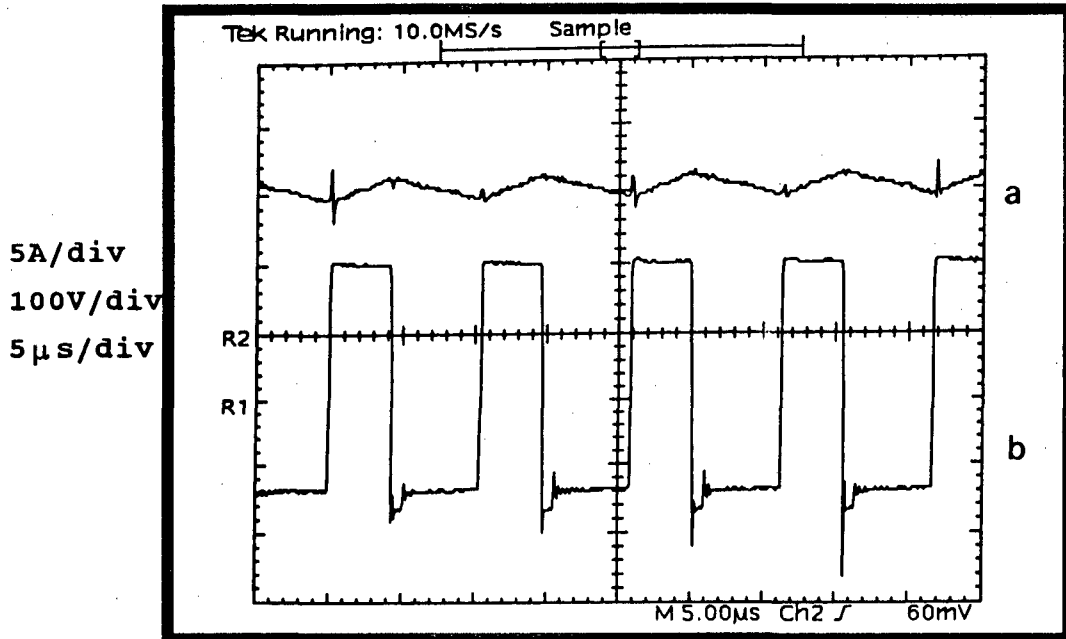


Fig.6.7 Corrente (a) e tensão (b) no indutor *Boost* .

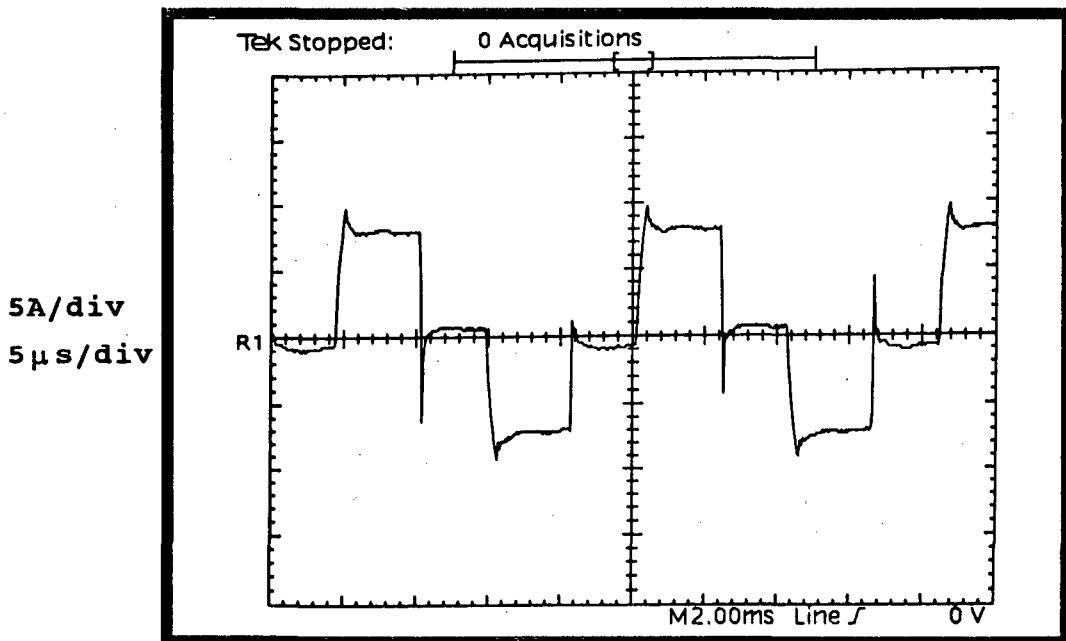


Fig.6.8 Corrente no primário do transformador.

A ação do grampeador está bem representada nas Figs 6.9 e 6.10. O Diodo Grampeador assume toda a corrente do conversor no início da comutação entre os pares de MOSFETs (picos de corrente) e se mantém conduzindo até a conclusão da comutação (Fig.6.9). A Fig.6.10 mostra as tensões no Capacitor Grampeador e num MOSFET, caracterizando o efeito do grampeamento.

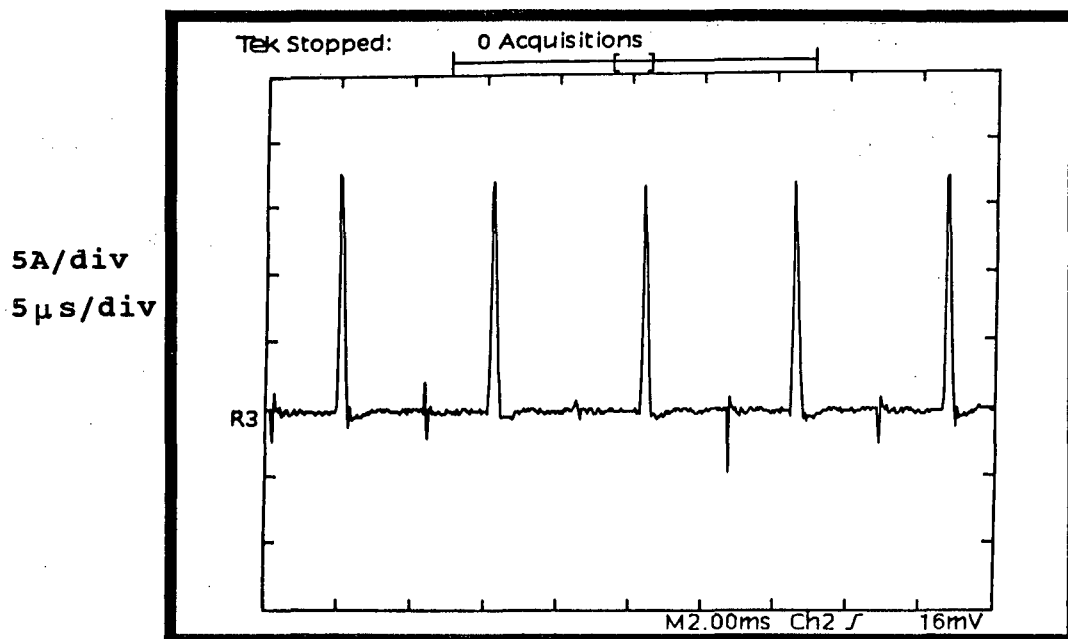


Fig.6.9 Corrente no Diodo Grampeador.

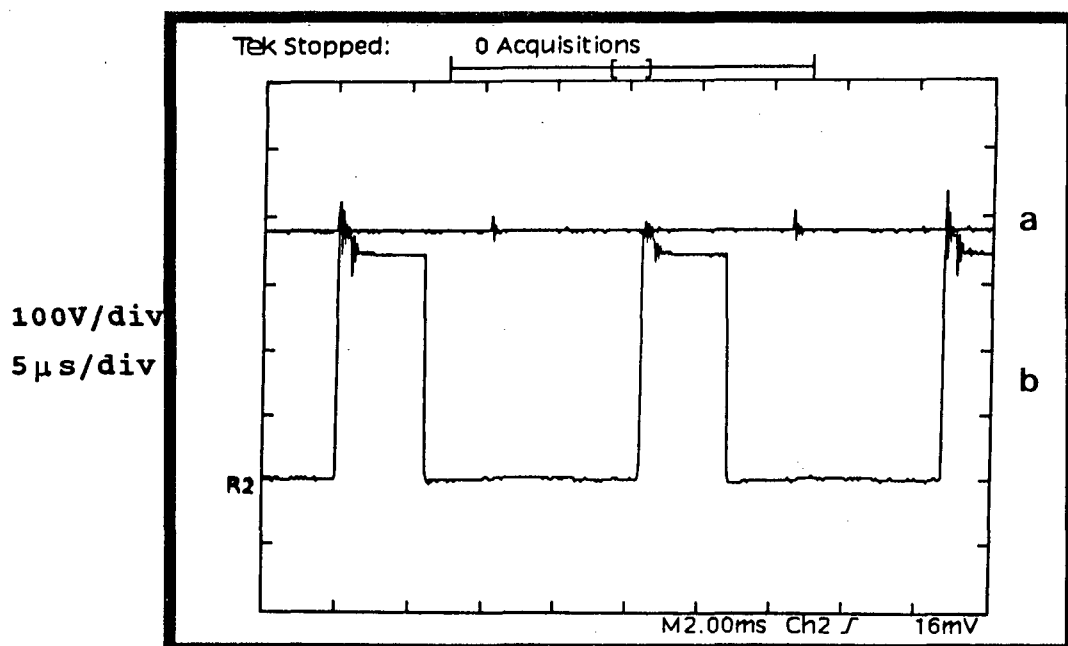


Fig.6.10 Tensões no capacitor grampeador (a) e num MOSFET (b).

Finalmente, a corrente entregue ao banco de baterias (Fig.6.11). Esta corrente sofre a ação de um filtro, formado por um capacitor (4,7mF/250V) e a indutância da cablagem. Este filtro é necessário pois as indutâncias parasitas das baterias não admitiriam que elas fossem ligadas diretamente à saída deste conversor, pois este possui corrente descontínua como mostra em detalhe a Fig.6.6.

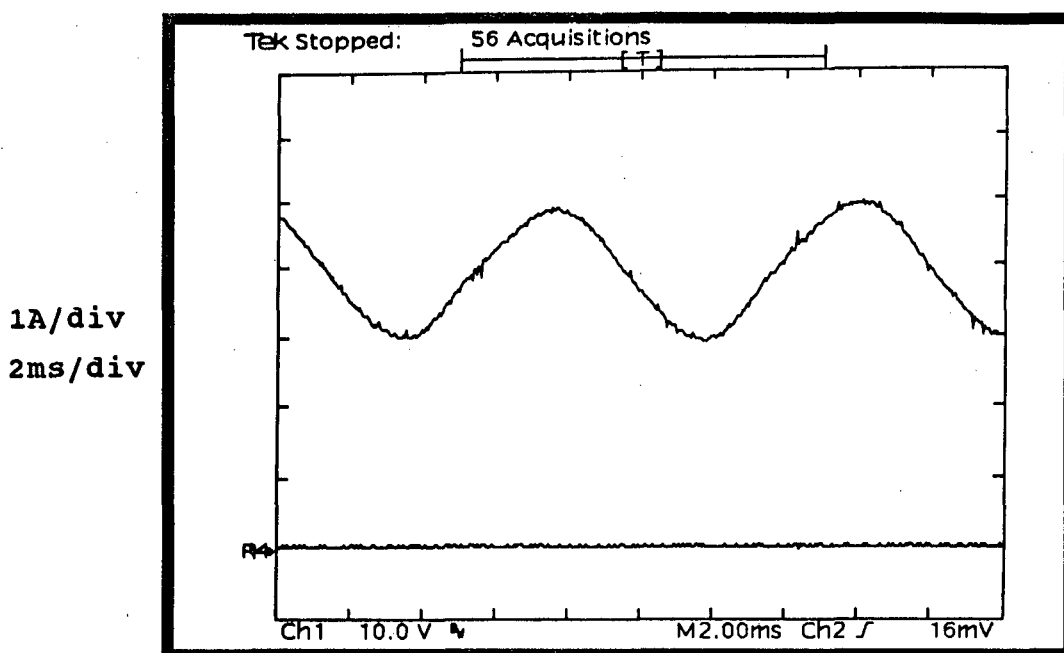


Fig.6.11 Corrente no Banco de Baterias.

6.5 - RENDIMENTO

Na Fig.6.12 são apresentadas as curvas de rendimento do conversor em função da potência de saída para dois casos. No caso 1, o resistor grampeador é colocado em paralelo com o diodo grampeador e um rendimento final de 82% foi alcançado. No caso 2, o resistor grampeador é ligado à entrada, obteve-se um rendimento na potência nominal de 84%. Esta diferença havia sido prevista no item 1.11 do capítulo 1.

Uma estimativa das perdas no circuito grampeador, nos semicondutores por condução e comutação e nos elementos passivos é apresentada na Tab.6.1, justificando o rendimento final alcançado.

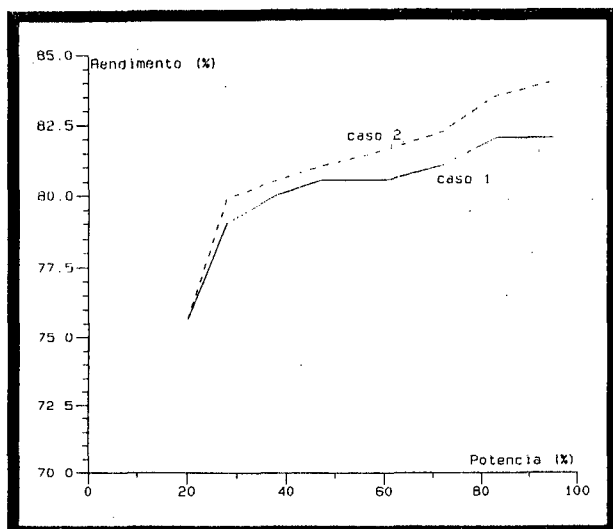


Fig. 6.12 Curvas de Rendimento.

PERDAS	C. 1	C. 2
Grampeador	5,0%	3,0%
MOSFET Cond.	4,0%	4,0%
MOSFET Com.	2,0%	2,0%
Ponte Entrada	1,5%	1,5%
Ponte Saída	4,0%	4,0%
Elem. Magnet.	1,5%	1,5%
TOTAL	18%	16%

Tab. 6.1 Estimativa de Perdas

6.6 - ATUAÇÃO DA MALHA DE TENSÃO

A malha de tensão controla o processo de carga das baterias que é feito com corrente imposta. Ao sentir uma variação na corrente das baterias, um novo ganho C_n do multiplicador é calculado, alterando a referência de corrente a ser seguida na entrada [31] e a potência de saída do conversor.

Na Fig. 6.13 uma carga é ligada às baterias, dividindo a corrente do conversor entre a carga e as baterias. Com o aumento de C_n a corrente nas baterias retorna ao ponto pré fixado.

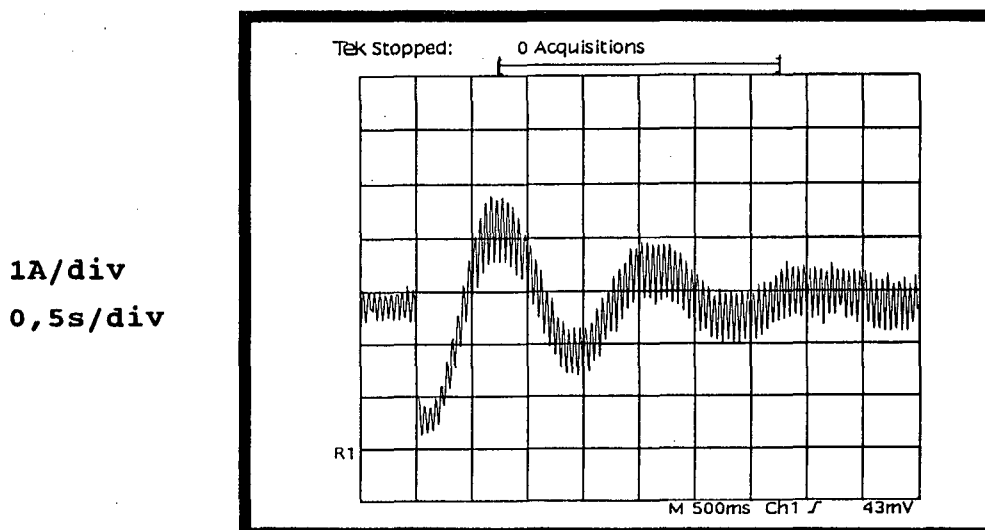


Fig. 6.13 Corrente nas baterias e ação do Controle ao Aumento de Carga

Na Fig.6.14 é feita a operação inversa, ou seja, retirada de carga. Com isto, a corrente nas baterias cresce, absorvendo instantaneamente toda a corrente de saída do conversor, atingindo em seguida o ponto pré fixado, com a redução de C_n .

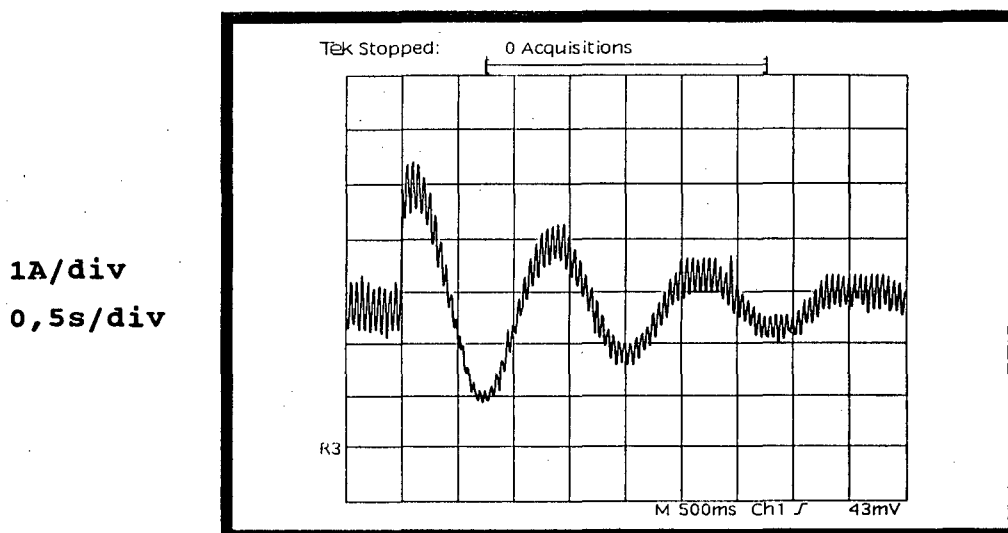


Fig.6.14 Corrente nas baterias e ação do Controle à retirada de Carga

6.7 - CONCLUSÕES

O Retificador/Carregador de Baterias isolado operando no modo *Boost* em condução contínua foi implementado em laboratório. Os estudos teóricos e as simulações realizadas anteriormente foram confirmadas, obtendo fator de potência unitário com baixíssima distorção harmônica da corrente de entrada.

Um rendimento de 84% com potência nominal foi obtido. As perdas de potência ocorrem nos semicondutores, por condução e nas comutações; no circuito grampeador e nos elementos magnéticos.

A ação do grampeador se dá na transição para o estado de desmagnetização do *Indutor Boost*, ou seja, quando se passa da condução dos quatro MOSFETs para um dos pares em diagonal.

A presença da indutância de dispersão do transformador de potência, que leva à necessidade do grampeador e às limitações no conversor, representa o principal problema desta topologia.

É comprovada a aplicação deste conversor para carregar baterias sob corrente imposta, com um controle microprocessado.

CONCLUSÕES GERAIS

Foi apresentada uma topologia isolada operando no modo Boost (*Full-Bridge Alimentada em Corrente*) para um Retificador / Carregador de Baterias. Este modo de operação é o mais indicado para se obter correção ativa do fator de potência, atendendo as diretivas do IEC 555-2.

Operando em condução descontínua o controle deste conversor pode ser bastante simplificado. Entretanto, para que a Distorção Harmônica Total (*THD*) corresponda àquela imposta pelas diretivas do IEC 555-2, seria necessário trabalhar com a relação entre as tensões de entrada e saída (referida ao primário), α , reduzida, o que levaria a elevadas tensões e correntes nas chaves.

Pelos níveis de potência e tensões propostos, decidiu-se implementar o conversor operando em condução contínua. Fator de potência unitário e reduzida distorção harmônica foram alcançados, sem a necessidade de sobredimensionar os semicondutores.

Para se trabalhar com frequência fixa, o controle no modo corrente média é mais indicado [1,2,7,10], proporcionando simplicidade no dimensionamento dos filtros e transformador de potência.

Um comando de gate isolado, e que proporcione ampla faixa de razão cíclica (50% à 100%) se faz necessário. Uma opção bastante atrativa é a utilização do circuito integrado **IR2110**.

A indutância de dispersão do transformador representa o maior problema no projeto e na operação do conversor. Sua presença implica em sobretensões nas chaves e por conseguinte a necessidade da utilização de um circuito grameador de tensão.

Estudos sobre o circuito grameador mostraram que sua eficiência é melhorada a medida que se reduz a dispersão do transformador ou se aumenta a tensão de grameamento.

Foram apresentados estudos relativos à correntes média e eficazes sobre componentes, funcionamento e projeto do grameador, que permitem o adequado dimensionamento do conversor.

A utilização de circuitos integrados específicos para

correção do fator de potência no modo *Boost* (UC3854 por exemplo), são facilmente adaptados a este conversor. Entretanto, a proposta de se fechar a malha de tensão digitalmente torna a opção implementada do circuito de controle extremamente simples.

Segue-se como propostas a próximos passos para continuidade deste estudo:

Buscar a utilização de transformadores com outra tecnologia de fabricação, a fim de reduzir a dispersão.

Estudar estratégias para fazer o conversor operar com comutação não dissipativa, e elevar a frequência de chaveamento.

Realizar estudos relativos à estabilidade das malhas de controle.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] HENZE, C.P.; SMITH, J.A and LO, D.S. - "A Transformer Isolated AC to DC Switch-Mode Power Converter with Resistive Input Current", IEE Conference Publication, pp 428-439, nº 291, Julho 1988.
- [02] LATOS, T.S.; BOSAK, D.J. - "A High Efficiency 3kW Switch-Mode Battery Charger", IEEE Power Electronics Specialists Conference 1982 Record, pp 341-349.
- [03] KAZERANI, M.; JOOS, G. and ZIOGAS, P.D. - "Programmable Input Power Factor Correction Methods for Single Phase Diode Rectifier Circuits", IEEE Power Electronics Specialists Conference 1990 Record, pp 177-184.
- [04] LIU, K.; LIN, Y. - "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference 1989 Record, pp 825-829.
- [05] HENZE, C.P.; MOHAN, N. - "A Digitally Controlled AC to DC Power Conditioner that Draws Sinusoidal Input Current", IEEE Applied Power Electronics Conference Proceeding, 1986, pp 531-540.
- [06] ZHOU, C.; JOVANOVIĆ, M.M. - "Design Trade-offs in Continuous Current-Mode Controlled Boost Power Factor Correction Circuits", HFPC 1992 Proceedings, pp 209-219.

- [07] SILVA,C.-"Power Factor Correction with the UC3854", Application Note u-125 Unitrode Integrated Circuits.
- [08] PRASAD,A.R.;ZIOGAS,D.P.;MANIAS,S.-" An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifier", IEEE Transaction on Power Electronics, vol.6, n°.1, pp 83-92, 1991.
- [09] REDL,R.;MARTIN,F.-"A 350W Power-Factor-Corrected Power Supply Using a Single-Chip Controller", PCIM 1992 Europe Proceedings, pp 251-261.
- [10] YANG,E.X.;JIANG.Y.M.;HUA,G.C.;LEE,F.C.-"Isolated Boost Circuit for Power Factor Correction", VPEC Seminar Proceedings 1992, pp 97-104.
- [11] MAMMANO,B;DIXON,L.-"Choose The Optimum Topology for High Power Factor Supplies", PCIM Magazine, Março 1991.
- [12] SEBASTIÁN,J.;COBOS,J.A.;UCEDA,J.-"The Determination of the Boundaries Between Continuous and Discontinuous Modes in PWM DC-to-DC Converters Used as Power Factor Preregulators", IEEE Power Electronics Specialists Conference 1992 Record, pp 1061-1070.
- [13] CANESIN,C.A.;BARBI,I.-"A Unity Power Factor Multiple Isolated Outputs Switching Mode Power Supply Using a single Switch", IEEE Applied Power Electronics Conference Proceeding, 1991, pp 430-436.
- [14] CIVIDINO,L.-"Power Factor, Harmonic Distortion Causes, Effects and Considerations", IEEE INTELEC 1992, pp 506-513.

- [15] MWEENE, L.; WRIGHT, C.; SCHLECHT, M. - "A 1kW 500kHz Front-End Converter for a Distributed Power Supply System", IEEE Applied Power Electronics Conference Proceeding, 1989, pp 423-432.

- [16] TANG, W.; LEE, F.C.; RIDLEY, R.B. "Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control", IEEE Applied Power Electronics Conference Proceeding, 1992, pp 747-755.

- [17] HULIEHEL, F.A.; LEE, F.C. and CHO, B.H. - "Small-Signal Modeling of the Single-Phase Boost High Power Factor Converter with Constant Frequency Control", IEEE Applied Power Electronics Conference Proceeding, 1992, pp 475-482.

- [18] REDL, R.; KISLOVSKI, A.S. - "Source Impedance and Current-Control Loop Interaction in High-Frequency Power-Factor Correctors", IEEE Applied Power Electronics Conference Proceeding, 1992, pp 483-487.

- [19] SAEED, A. - "Controlled On-Time Power Factor Correction Circuit with Input Filter", Virginia Power Electronic Center - Thesis, 1990.

- [20] BARBI, I. - "Projetos de Fontes Chaveadas", Publicação Interna, LAMEP, UFSC, 1990.

- [21] BARBI, I. - "Apostila de Eletrônica de Potência II", Publicação Interna, LAMEP, UFSC, 1990.

- [22] HECTOR, J. - "DSN, Un Logiciel de Manipulation de Courbes", Manual de Referência do Programa DSN, INPT, França, 1992.

[23] International Rectifier IR2110 High Voltage MOS Gate Driver Data Sheets.

[24] MOHAN,N.;UNDELAND T. M.;ROBBINS W.P.-"Power Electronics : Converters, Applications and Design". John Wiley & Sons, 1989.

[25] BILLINGS,K.-"Switch Mode Power Supply Handbook". McGraw Hill, 1989.

[26] Harris - "Power MOSFET Data Book 1991".

[27] National Semiconductor - "Linear Data Book", 1992.

[28] Motorola Semiconductors - "Rectifier and Zeners Diodes Data Book", 1988.

[29] Semikron - "Semicondutores de Potência. 1990"

[30] Unitrode - "Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual", 1986

[31] NOLL V.-"Sistema de Controle e Monitoração de um Banco de Baterias por Meio de Microprocessador", Dissertação de Mestrado, LAMEP, UFSC, a ser publicada.

[32] Thornton-INPEC Eletrônica - "Catálogo de Nucleo de Ferrite"

[33] SPIEGEL, M. -"Manual de Fórmulas e Tabelas Matemáticas - Coleção Shawn", McGraw Hill, 1990 .

APÊNDICE 1

A1.1 FATOR DE POTÊNCIA TOTAL [14]

É a razão entre a potência de entrada em *Watts* pela potência total RMS em *Volt-Ampère*.

$$f.p. = \frac{P \text{ (Watts)}}{P \text{ (V.A)}} \quad (\text{A1.1})$$

$$f.p. = \frac{V_{S1} \cdot I_{S1} \cdot \cos(\phi)}{V_{S1} \cdot \sqrt{I_{S1}^2 + I_{S2}^2 + I_{S3}^2 + \dots + I_{Sn}^2 + \dots}} \quad (\text{A1.2})$$

I_{Sn} = Valor Eficaz da n -ésima harmônica da corrente de entrada.

I_{S1} = Valor Eficaz da Fundamental da corrente de entrada.

V_{S1} = Valor Eficaz da tensão de entrada, considerada livre de harmônicas.

$\cos(\phi)$ = Cosseno do ângulo de deslocamento entre as fundamentais de corrente e tensão de entrada.

$$f.p. = \cos(\phi) \cdot \frac{I_{S1}}{\sqrt{I_{S1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{Sn}^2}} \quad (\text{A1.3})$$

A1.2 DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL (TOTAL HARMONIC DISTORSION - THD)

É definido como a razão entre o valor eficaz do conteúdo harmônico pelo valor eficaz da fundamental.

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Sn}^2}}{I_{S1}} \times 100 \quad (\text{A1.4})$$

com (A1.3) e (A1.4):

$$f.p. = \cos(\phi) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (\text{A1.5})$$

APÊNDICE 2

SUBROTINAS PARA GERAR FORMAS DE ONDA DA CORRENTE DE ENTRADA

A2.A CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

\$STORAGE:2

```

C
C      CORRENTE DE ENTRADA DO CONVERSOR - CONDUÇÃO DESCONTÍNUA
C
      REAL I(2000),T(2000),A,D,F,P,TC
      WRITE(*,'(A\)' )' ENTRE COM A FREQUENCIA (MAX 20000) ==>'
      READ(*,*)F
      WRITE(*,'(A\)' )' ENTRE COM ALFA =====>'
      READ(*,*)A
      WRITE(*,'(A\)' )' ENTRE COM A RAZAO CICLICA  D =====>'
      READ(*,*)D
      DM=1-A/2
      K=F/30
      P=1/F
      TC=P*(D-.5)
      DO 10 N=1,K
          K1=3*N-2
          K2=3*N-1
          K3=3*N
          I(K1)=0
          I(K2)=(SIN(377*(N*P/2+TC)))*(D-.5)/(DM-.5)
          I(K3)=0
          T(K1)=N*P/2
          T(K2)=T(K1)+TC
          T(K3)=T(K2)+(A*ABS(SIN(377*T(K2)))/(1-A*ABS(SIN(377*
*          T(K2)))))*TC
10      CONTINUE
      CALL FMARQ(0,1,2000,1,2000,T,I,8000)
      STOP
      END

```

A2.B CONDUÇÃO CONTÍNUA

\$STORAGE:2

```

C
C      CORRENTE DE ENTRADA DO CONVERSOR - CONDUÇÃO CONTÍNUA
C
      REAL I(2300),T(2300),V,F,P,T1,FR
      WRITE(*,'(A\)' )' ENTRE COM A FREQUÊNCIA =====>'
      READ(*,*)F
      WRITE(*,'(A\)' )' ENTRE COM O PARAMETRO ALFA =====>'
      READ(*,*)A
      WRITE(*,'(A\)' )' ENTRE COM O PARAMETRO % RIPPLE =====>'
      READ(*,*)R

```

```

WRITE(*,'(A\\)')' ENTRE COM O PARAMETRO % POTÊNCIA ====>'
READ(*,*)P
K=F/15
DO 10 N=1,K
    T1=N*(1/(K*60.))
    T(N)=T1

I(N)=P*SIN(377*T1)+((-1)**N)*2*A*R*(ABS(SIN(377*T1))-A*(
*      SIN(377*T1))**2)
10  CONTINUE
    CALL FMARQ(0,1,2300,1,2300,T,I,9200)
    STOP
    END

$STORAGE:2
C
C      SUBROTINA QUE GERA ARQUIVO DE PONTOS PARA PROGRAMA DSN
C
      SUBROUTINE FMARQ(NCLE,NCOU,NPT,NDEL,NTOT,X,Y,LRECL)
      COMMON/COM1/LUI,LUO,LUP
      DIMENSION Y(*),X(*)
      INTEGER*2 NCLE,NCOU,NPT,NDEL,NTOT
      CHARACTER NOME*20
130  WRITE(LUI,'(A\\)')' ENTRE COM O NOME DO ARQUIVO DE SAIDA: '
      READ(LUI,'(A)',ERR=130)NOME
      CALL UPCASE(20,NOME)
      OPEN(10,FILE=NOME,STATUS='NEW',ACCESS='DIRECT',RECL=LRE
*CL,ERR=140)
      GOTO 150
140  WRITE(LUI,*)'ERRO NO NOME DO ARQUIVO DE SAIDA'
      STOP
150  WRITE(10,REC=1)NCLE,NCOU,NPT,NDEL,NTOT
      WRITE(10,REC=2)(X(I),I=1,NPT)
      WRITE(10,REC=3)(Y(I),I=1,NPT)
      WRITE(LUI,*)' O ARQUIVO ',NOME,' ESTA GUARDADO'
      STOP
      END
      SUBROUTINE UPCASE(N,NAM)
      CHARACTER NAM*20
      DO 2 I=16,1,-1
      IF (NAM(I:I).NE.' ')GOTO3
2    CONTINUE
      I=1
3    NAM(I+1:I+4)=' .DES'
      RETURN
      END

```


APÊNDICE 3

RESOLUÇÃO DE INTEGRAL REFERENTE AO CAPÍTULO 2

$$\int_0^{\pi} \frac{\text{sen}^2(w.t)}{1 - \alpha \cdot \text{sen}(w.t)} dw.t = \quad (\text{A3.1})$$

Expandindo o integrando:

$$= \int_0^{\pi} \left[-\frac{\text{sen}(w.t)}{\alpha} - \frac{1}{\alpha^2} + \frac{1}{\alpha^2 \cdot (1 - \alpha \cdot \text{sen}(w.t))} \right] dw.t \quad (\text{A3.2})$$

A integral dos dois primeiros termos é:

$$\int_0^{\pi} \left[-\frac{\text{sen}(w.t)}{\alpha} - \frac{1}{\alpha^2} \right] dw.t = -\frac{2}{\alpha} - \frac{\pi}{\alpha^2} \quad (\text{A3.3})$$

A integral do terceiro termo é obtida das tabelas da Ref [33]:

$$\int_0^{\pi} \frac{1}{\alpha^2 \cdot (1 - \alpha \cdot \text{sen}(w.t))} dw.t = \frac{1}{\alpha^2} \cdot \left[\frac{2}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \cdot \tan^{-1} \left(\frac{\tan(\frac{w.t}{2}) - \alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right]_0^{\pi} \quad (\text{A3.4})$$

$$= \frac{1}{\alpha^2} \cdot \frac{2}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \cdot \left[\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{-\alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right] \quad (\text{A3.2})$$

Então a integral desejada vale:

$$= -\frac{2}{\alpha} - \frac{\pi}{\alpha^2} + \frac{2}{\alpha^2 \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}} \cdot \left[\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(-\frac{\alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right] \quad (\text{A3.6})$$

APÊNDICE 4

ESFORÇOS SOBRE COMPONENTES - CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

A4.1 CHAVES

Corrente Eficaz :

Tomando (1.40)

$$I_{S_{sw}} = \sqrt{\frac{E^2 \cdot T^2}{3 \cdot L_b^2} \cdot \left(D - \frac{1}{2}\right)^3 \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{E}{V_0' - E}\right)}$$

Substituindo E por $V_1(w.t)$ e elevando ao quadrado:

$$I_{S_{sw}}^2(w.t) = \frac{V_p^2 \cdot |\text{sen}(wt)|^2 \cdot T^2}{3 \cdot L_b^2} \cdot \left(D - \frac{1}{2}\right)^3 \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{V_p \cdot |\text{sen}(w.t)|}{V_0' - V_p \cdot |\text{sen}(w.t)|}\right)$$

(A4.1)

Trocando $\frac{V_p}{V_0'}$ por α e $D = D_{Max} = 1 - \frac{\alpha}{2}$:

$$I_{S_{sw}}^2(w.t) = \frac{V_p^2}{3 \cdot L_b^2 \cdot f_{sw}^2} \cdot \left(\frac{1 - \alpha}{2}\right)^3 \cdot \text{sen}^2(w.t) \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{\alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|}{1 - \alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|}\right)$$

(A4.2)

$$I_S^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi [I_{S_{sw}}^2(w.t)] dw.t$$

(A4.3)

(A4.2) em (A4.3)

$$I_S^2 = \frac{V_p^2 \cdot (1 - \alpha)^3}{24 \cdot \pi \cdot L_b^2 \cdot f_{sw}^2} \cdot \int_0^\pi \text{sen}^2(w.t) \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{\alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|}{1 - \alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|}\right) dw.t$$

(A4.4)

$$I_S^2 = \frac{V_p^2 \cdot \pi \cdot (1 - \alpha)^3}{6 \cdot X_{Lb}^2} \cdot \int_0^\pi \text{sen}^2(w.t) \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{\alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|}{1 - \alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|} \right) dw.t$$

(A4.5)

Normalizando:

$$I_{S_N} = \frac{I_S \cdot X_{Lb}}{V_p}$$

(A4.6)

$$I_{S_N} = \sqrt{\frac{\pi}{6} \cdot (1 - \alpha)} \cdot \sqrt{(1 - \alpha) \cdot \int_0^\pi \text{sen}^2(w.t) \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{\alpha \cdot \text{sen}(w.t)}{1 - \alpha \cdot \text{sen}(w.t)} \right) dw.}$$

(A4.7)

Corrente Média :

Tomando (1.43):

$$\overline{I_{S_{sw}}} = \frac{E \cdot T \cdot (D - \frac{1}{2})^2}{2 \cdot L_b} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot E}{V_0' - E} \right)$$

Substituindo E por $V_1(w.t)$:

$$\overline{I_{S_{sw}}}(w.t) = \frac{V_p \cdot |\text{sen}(w.t)| \cdot T \cdot (D - \frac{1}{2})^2}{2 \cdot L_b} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot V_p \cdot |\text{sen}(w.t)|}{V_0' - V_p \cdot |\text{sen}(w.t)|} \right)$$

(A4.8)

Trocando $\frac{V_p}{V_0'}$ por α e $D = D_{Max} = 1 - \frac{\alpha}{2}$:

$$\overline{I_{S_{sw}}}(w.t) = \frac{V_p (1 - \alpha)^2}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_b} \cdot \left(|\text{sen}(w.t)| + \frac{2 \cdot \alpha \cdot \text{sen}^2(w.t)}{1 - \alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|} \right)$$

(A4.9)

$$\overline{I_S} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi [\overline{I_{S_{sw}}}(w.t)] dw.t$$

(A4.10)

(A4.9) em (A4.10):

$$\overline{I}_S = \frac{V_p(1-\alpha)^2}{8 \cdot \pi \cdot f_{sw} \cdot L_b} \cdot \int_0^\pi \left(\sin(w \cdot t) + \frac{2 \cdot \alpha \cdot \sin^2(w \cdot t)}{1 - \alpha \cdot \sin(w \cdot t)} \right) dw \cdot t \quad (\text{A4.11})$$

Normalizando:

$$\overline{I}_{S_N} = \overline{I}_S \cdot \frac{X_{Lb}}{V_p} \quad (\text{A4.12})$$

$$\overline{I}_{S_N} = \frac{(1 - \alpha)^2}{4} \cdot \int_0^\pi \left(\sin(w \cdot t) + \frac{2 \cdot \alpha \cdot \sin^2(w \cdot t)}{1 - \alpha \cdot \sin(w \cdot t)} \right) dw \cdot t \quad (\text{A4.13})$$

Corrente de pico:

$$I_{S_p} = I_{P_{Max}} \quad (\text{A4.14})$$

Tensão:

$$V_S > n \cdot V_0 = V_g \quad (\text{A4.15})$$

A4.2 DIODOS

Corrente Eficaz :

Tomando (1.48)

$$I_{D_{sw}} = \frac{n \cdot E \cdot T}{L_b} \cdot \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(D - \frac{1}{2}\right)^3 \cdot \left(\frac{E}{V_0' - E}\right)}$$

Substituindo E por $V_1(w \cdot t)$ e elevando ao quadrado:

$$I_{D_{sw}}^2 = \frac{n^2 \cdot V_p^2 \cdot \sin^2(w \cdot t) \cdot T^2}{L_b^2} \cdot \left(\frac{1}{3} \cdot \left(D - \frac{1}{2}\right)^3 \cdot \left(\frac{V_p \cdot |\sin(w \cdot t)|}{V_0' - V_p \cdot |\sin(w \cdot t)|}\right)\right)$$

(A4.16)

Trocando $\frac{V_p}{V'_0}$ por α e $D = D_{Max} = 1 - \frac{\alpha}{2}$:

$$I_{D_{sw}}^2(w.t) = \frac{n^2 \cdot V_p^2}{24 \cdot f_{sw}^2 \cdot L_b^2} \cdot (1 - \alpha)^3 \cdot \left(\frac{\alpha \cdot |\text{sen}^3(w.t)|}{1 - \alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|} \right) \quad (\text{A4.17})$$

$$I_D^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi [I_{D_{sw}}^2(w.t)] dw.t \quad (\text{A4.18})$$

(A4.16) em (A4.17):

$$I_D^2 = \frac{n^2 \cdot V_p^2}{4 \cdot \pi \cdot f_{sw}^2 \cdot L_b^2} \cdot \frac{\pi}{6} \cdot (1 - \alpha)^3 \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{\alpha \cdot |\text{sen}^3(w.t)|}{1 - \alpha \cdot |\text{sen}(w.t)|} \right) dw.t \quad (\text{A4.19})$$

Normalizando:

$$I_{D_N} = I_D \cdot \frac{X_{Lb}}{n \cdot V_p} \quad (\text{A4.20})$$

$$I_{D_N} = \sqrt{\frac{\pi}{6} \cdot (1 - \alpha)} \cdot \sqrt{(1 - \alpha) \cdot \int_0^\pi \frac{\alpha \cdot \text{sen}^3(w.t)}{1 - \alpha \cdot \text{sen}(w.t)} dw.t} \quad (\text{A4.21})$$

Corrente Média :

Tomando (1.50)

$$\overline{I_{D_{sw}}} = \frac{n}{2} \cdot \frac{E \cdot T \cdot (D - \frac{1}{2})^2}{L_b} \cdot \left(\frac{E}{V'_0 - E} \right)$$

Substituindo E por $V_1(w.t)$:

$$\overline{I_{D_{sw}}}(w.t) = \frac{n}{2} \cdot \frac{V_p \cdot |\text{sen}(w.t)| \cdot T \cdot (D - \frac{1}{2})^2}{L_b} \cdot \left(\frac{V_p \cdot |\text{sen}(w.t)|}{V'_0 - V_p \cdot |\text{sen}(w.t)|} \right)$$

(A4.22)

Trocando $\frac{V_p}{V_0}$ por α e $D = D_{Max} = 1 - \frac{\alpha}{2}$:

$$\overline{I_{D_{sw}}}(w.t) = \frac{n.V_p.(1-\alpha)^2}{8.f_{sw}.L_b} \cdot \left(\frac{\alpha.\text{sen}^2(w.t)}{1-\alpha.\text{sen}(w.t)} \right) \quad (\text{A4.23})$$

$$\overline{I_D} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi [\overline{I_{D_{sw}}}(w.t)] dw.t \quad (\text{A4.24})$$

(A4.23) em (A4.24):

$$\overline{I_D} = \frac{n.V_p.(1-\alpha)^2}{8.\pi.f_{sw}.L_b} \cdot \int_0^\pi \left(\frac{\alpha.\text{sen}^2(w.t)}{1-\alpha.\text{sen}(w.t)} \right) dw.t \quad (\text{A4.25})$$

Normalizando:

$$\overline{I_{D_N}} = \overline{I_D} \cdot \frac{X_{Lb}}{n.V_p} \quad (\text{A4.26})$$

$$\overline{I_{D_N}} = \frac{(1-\alpha)^2}{4} \cdot \int_0^\pi \left(\frac{\alpha.\text{sen}^2(w.t)}{1-\alpha.\text{sen}(w.t)} \right) dw.t \quad (\text{A4.27})$$

Corrente de pico:

$$I_{D_p} = n.I_{p_{Max}} \quad (\text{A4.28})$$

Tensão:

$$V_D = V_0 \quad (\text{A4.29})$$

APÊNDICE 5

ESFORÇOS SOBRE COMPONENTES - CONDUÇÃO CONTÍNUA

A5.1. CHAVES

Corrente Eficaz:

de (1.22)

$$I_{S_{sw}} = I \cdot \sqrt{\frac{\frac{3}{2} - D}{2}}$$

Substituindo I e D:

$$I_{S_{sw}}(wt) = \sqrt{\frac{1 + \alpha \cdot |\text{sen}(w.t)| - k \cdot \alpha \cdot \cos(w.t)}{4}} \cdot I_m \cdot \text{sen}(w.t)$$

(A5.1)

$$I_S^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi I_{S_{sw}}^2(w.t) dw.t \quad (\text{A5.2})$$

(A5.1) em (A5.2)

$$I_S^2 = \frac{I_m^2}{4 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi (\text{sen}^2(w.t) + \alpha \cdot \text{sen}^3(w.t) - k \cdot \alpha \cdot \text{sen}^2(w.t) \cdot \cos(w.t)) dw.t$$

(A5.3)

$$I_S^2 = \frac{I_m^2}{4 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{\pi}{2} + \frac{4 \cdot \alpha}{3} + 0 \right) \quad (\text{A5.4})$$

Normalizando:

$$I_{S_N} = \frac{I_S}{I_m} \quad (\text{A5.5})$$

$$I_{S_N} = \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{\alpha}{3 \cdot \pi}} \quad (\text{A5.6})$$

Corrente Média:

de (1.25)

$$\overline{I_{S_{sw}}} = \frac{I}{2}$$

$$\overline{I_{S_{sw}}}(w.t) = \frac{I_m}{2} \cdot |\text{sen}(w.t)| \quad (\text{A5.7})$$

$$\overline{I_S} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \overline{I_{S_{sw}}}(w.t) dw.t \quad (\text{A5.8})$$

(A5.7) em (A5.8)

$$\overline{I_S} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \frac{I_m}{2} \cdot \text{sen}(w.t) dw.t \quad (\text{A5.9})$$

$$\overline{I_S} = \frac{I_m}{\pi} \quad (\text{A5.10})$$

Corrente de pico:

Assumindo que o ripple percentual é baixo para controlar o THD. A corrente de pico sobre as chaves é dada por:

$$I_{S_p} = I_{m_{Max}} = \frac{2 \cdot P_{0_{Max}}}{\eta \cdot V_{p_{min}}} \quad (\text{A5.11})$$

Tensão:

$$V_S > n \cdot V_{0_{Max}} = V_g \quad (\text{A5.12})$$

A5.2. DIODOS

Corrente Eficaz:

de (1.30)

$$I_{D_{sw}} = n \cdot I \cdot \sqrt{1 - D}$$

Substituindo I e D:

$$I_{D_{sw}}(wt) = n \cdot I_m \cdot |\text{sen}(w \cdot t)| \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{2} \cdot |\text{sen}(w \cdot t)| - k \cdot \frac{\alpha}{2} \cdot \cos(w \cdot t)}$$

(A5.13)

$$I_D^2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi I_{D_{sw}}^2(w \cdot t) \, dw \cdot t \quad (\text{A5.14})$$

(A5.13) em (A5.14)

$$I_D^2 = \frac{n^2 \cdot I_m^2}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi (\alpha \cdot \text{sen}^3(w \cdot t) - k \cdot \alpha \cdot \text{sen}^2(w \cdot t) \cdot \cos(w \cdot t)) \, dw \cdot t$$

(A5.15)

$$I_D^2 = \frac{n^2 \cdot I_m^2}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{4 \cdot \alpha}{3} + 0 \right) \quad (\text{A5.16})$$

Normalizando:

$$I_{D_N} = \frac{I_D}{n \cdot I_m} \quad (\text{A5.17})$$

$$I_{D_N} = \sqrt{2 \cdot \frac{\alpha}{3 \cdot \pi}} \quad (\text{A5.18})$$

Corrente Média:

de (1.32)

$$\overline{I_{D_{sw}}} = n \cdot I \cdot (1 - D)$$

Substituindo I e D:

$$\overline{I_{D_{sw}}}(w.t) = n \cdot \frac{I_m}{2} \cdot [\alpha \cdot \sin^2(w.t) - k \cdot \alpha \cdot |\sin(w.t)| \cdot \cos(w.t)] \quad (\text{A5.19})$$

$$\overline{I_D} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \overline{I_{D_{sw}}}(w.t) \, dw.t \quad (\text{A5.20})$$

(A5.19) em (A5.20)

$$\overline{I_D} = \frac{n \cdot I_m}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi (\alpha \cdot \sin^2(w.t) - k \cdot \alpha \cdot \sin(w.t) \cdot \cos(w.t)) \, dw.t \quad (\text{A5.21})$$

$$\overline{I_D} = \frac{n \cdot I_m}{2 \cdot \pi} \cdot (\alpha \cdot \frac{\pi}{2} + 0) \quad (\text{A5.22})$$

Normalizando:

$$\overline{I_{D_N}} = \frac{\overline{I_D}}{n \cdot I_m} \quad (\text{A5.23})$$

$$\overline{I_{D_N}} = \frac{\alpha}{4} \quad (\text{A5.24})$$

Corrente de pico:

$$I_{D_p} = n \cdot I_{m_{Max}} = n \cdot \frac{2 \cdot P_{0_{Max}}}{\eta \cdot V_{P_{min}}} \quad (\text{A5.25})$$

Tensão:

$$V_D = V_{0_{Max}} \quad (\text{A5.26})$$